



ROČNÍK I/1996. ČÍSLO 1

V TOMTO SEŠITĚ

České radiokomunikace.....	1
ELEKTRONIKA I ZA ŠKOLOU	
Minimum základních vědomostí	3
Veličiny a jednotky	3
Pasivní součástky, zdroje	4
Metody řešení jednoduchých obvodů	5
Grafické řešení obvodů	7
Elektronické součástky	7
Normalizované řady	7
Polovodičové součástky	9
Nejpoužívanější IO	12
Zdroje	17
Transformátory	17
Usměrnovače	18
Filtrovní kondenzátor	19
Stabilizátory napětí a proudu	20
Filtry	23
Propustě a zadržky	23
Zesilovače	26
Generátory	31
Oscilátory RC a LC	31
Generátory neharmonických průběhů	32
Generátory funkcí	32
Příloha - zajímavá zapojení,	
52 zajímavých a praktických obvodů	str. 33 - 40

KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A RADIO

Vydavatel: AMARO spol. s r. o.

Prozatímní redakce: Zdeněk Hradský, Adrien Hofhans, František Michálek.

Redakce: Dlážďená 4, 110 00 Praha 1, tel.: 24 21 11 11 - I. 295, tel./fax: 24 21 03 79.

Ročně vychází 6 čísel. Cena výtisku 20 Kč. Pololetní předplatné 60 Kč, celoroční předplatné 120 Kč.

Rozšiřuje PNS, informace o předplatném podá a objednávky přijímá PNS, pošta, doručovatel.

Objednávky a předplatné v Slovenskej republike vybavuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava, tel./fax (07) 213 644 - předplatné, (07) 214 177 - administrativní. Předplatné na rok 149,- SK.

Podávání novinových zásilek povoleno jak Českou poštou - ředitelstvím OZ Praha (č.j. nov 6028/96 ze dne 1. 2. 1996), tak RPP Bratislava - pošta Bratislava 12 (č.j. 82/93 z 23. 8. 1993).

Inzerce přijímá redakce, Dlážďená 4, 110 00 Praha 1, tel.: 24 21 11 11 - linka 295, tel./fax: 24 21 03 79.

Inzerce v SR vyřizuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslova 12, 821 02 Bratislava, tel./fax (07) 214 177.

Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor. Nevyžádané rukopisy nevracíme.

ČESKÉ RADIOKOMUNIKACE a. s.

Radiokomunikace jsou specifickou částí telekomunikací, charakterizovanou bezdrátovým přenosem signálu prostorem. Tento způsob přenosu umožňuje poskytovat pohotovostní telekomunikační služby z kteréhokoli místa. Radiokomunikační služby se vyznačují velkou flexibilitou a rychlostí budování nových spojení. Jsou jedním z nejperspektivnějších a nejrychleji se rozvíjejících oborů telekomunikací.

(Z publikace Českých radiokomunikací a.s.)

Činnost Českých radiokomunikací se každodenně dotýká pravděpodobně každého z nás, proto se dnes seznámíme s náplní činnosti této akciové společnosti. Společnost poskytuje tyto služby:

celoplošné, regionální i lokální šíření televizních signálů na území České republiky (pro držitele příslušných oprávnění),

celoplošné, regionální i lokální šíření rozhlasových signálů na území České republiky (pro držitele příslušných oprávnění),

šíření rozhlasových signálů pro zahraniční vysílání rozhlasových společností,

šíření doplňkových informací v systému Radio Data System (RDS) vysílači v pásmu FM-VKV a dopravního rozhlasu,

šíření informací v systému teletext,

mezinárodní i vnitrostátní přenosy rozhlasových a televizních signálů pevnými i pohyblivými radioreléovými mikrovlnnými spoji,

mezinárodní i vnitrostátní digitální i analogový přenos datových informací, telefonních kanálů a jiných signálů radioreléovými mikrovlnnými spoji,

zabezpečení satelitních služeb pro pevné i pohyblivé služby k přenosu televizních, rozhlasových i jiných signálů a telefonních kanálů,

výkon funkce signatáře Provozních dohod mezinárodních organizací INTELSAT a EUTELSAT,

zapojení v systémech EUTELSAT, INTELSAT a INTERSPUTNIK,

stavebně-montážní a speciální výrobní činnosti v oboru radiokomunikací.

České radiokomunikace byly transformovány do podoby akciové společnosti k 1. 1. 1994 z bývalého státního podniku Správa radiokomunikací Praha. Snahou všech pracovníků akciové společnosti bylo a je vytvořit a zavést takové změny, které umožní společnosti reagovat pružně na požadavky trhu, zapojit se aktivně do konkurenčního prostředí a udržet si dominantní postavení v oblasti radio-komunikací.

Privatizace v oblasti televizního a rozhlasového vysílání byla charakterizována udělením licencí pro nové provozovatele těchto služeb. Díky postoji pracovníků Českých radiokomunikací a. s. bylo možno v rekordně krátké době zahájit v pásmu VKV celoplošné vysílání a distribuci signálů Radia Alfa a Frekvence 1, v pásmu středních vln rozhlasové stanice Svobodná Evropa a v televizním přenosu zajistit celoplošné vysílání nezávislé televizní společnosti NOVA. V současné době postupně probíhají práce na pokrytí co největšího území signálem programového okruhu ČT2 a na rozšiřování čtvrtého televizního programového okruhu - Premiéra TV.

Na základě licencí Rady České republiky pro rozhlasové a televizní vysílání nastal i nebyvalý rozmach lokálních a regionálních rozhlasových stanic v pásmu VKV - vysílání většiny těchto soukromých rozhlasových stanic zajišťuje svými technickými prostředky a. s. České radiokomunikace.

Akciová společnost České radiokomunikace (ČR) je rozdělena na základní organizační články, oblastní závody:

ČR - generální ředitelství, U nákladového nádraží 4, 130 00 Praha 3, tel. 02/67005111,

ČR - oblast Praha, Mahlerovy sady 1, 130 00 Praha 3, tel. 278151-9,

ČR - oblast střední Čechy, Český Brod-Liblice, Český Brod 5, tel. 0203/12024,

ČR - oblast jižní Čechy, Pražská 139, 370 04 Č. Budějovice, tel. 038/7706911,

ČR - oblast západní Čechy, Purkyňova 13, 303 64 Plzeň, tel. 019/7237123,

ČR - oblast severní Čechy, Šaldova 3, 400 01 Ústí nad Labem, tel. 047/66117,

ČR - oblast východní Čechy, Litomyšl-Pohodlí, 570 01 Litomyšl, tel. 0464/93201,

ČR - oblast jižní Morava, Barvičova 17, 660 03 Brno, tel. 05/7141111,

ČR - oblast severní Morava, Ostrava-Hošťálkovice, 725 28 Ostrava, tel. 069/6608111,

zvláštním závodem je ČR - radio-montáže, Jeseniova 40, 130 31 Praha 3, tel. 02/277341.

Oblasti aktivit ČR a. s.

- **Distribuce a šíření televizního signálu:** České radiokomunikace a.s. přebírají televizní signál ze studií televizních společností a přenášejí jej sítí radioreléových spojů (tzv. distribuční sítí) k televizním vysílačům, odkud je vyslán ke konečným příjemcům. Kromě provozu distribuční sítě a vlastních



vysílačů je zajišťován i přenos TV signálů prostřednictvím pevné i pohyblivé mikrovlnné sítě z různých míst republiky, což umožňuje společně zajišťovat přímé televizní přenosy a přenosy v rámci příspěvkových sítí a to jak mezi jednotlivými studii, tak i mezi studiem a jednotlivými reportážními skupinami.

České radiokomunikace a. s. disponují TV přenosovými vozy a celou škálou přenosových prostředků v různých kmitočtových pásmech, které umožňují realizovat TV mobilní přenosy včetně přenosů z pohyblivých dopravních prostředků (moto, vrtulník).

Televizní okruhy provozovatele ze zákona, tj. České televize, jsou doplněny moderní informační službou - telextem.

V oblasti vnitrostátního i mezinárodního přenosu TV signálů zaujímají České radiokomunikace dominantní podíl na českém trhu. Toto postavení je dáno jak historicky, tak i vyplývá z technického i personálního zázemí i z fyzikálně kapacitních možností přenosových radioreléových tras. Síť vysílačů je umístěna na všech významných výškových kótách a pro dopokrytí území České republiky je doplněna druhotnou sítí - televizními převaděči.

Nejbližší cíle v oblasti přenosu a vysílání televizního signálu se koncentrují do těchto oblastí:

- postupný přechod na vysílání dvouzvukového doprovodu,
- dopokrytí území signálem ČT2,
- rozšiřování sítě vysílačů programového okruhu PREMIERA TV,
- dopokrytí moravsko-slovenského pomezí signálem České televize.

Zvětšení počtu uživatelů služeb Českých radiokomunikací lze očekávat v souvislosti s přidělováním dalších licencí pro regionální televizní vysílání. (Tyto aktivity se vztahují převážně na soukromý sektor.) Ve stadiu příprav je také distribuce televizního signálu k vysílačům přes družice.

- *Distribuce a šíření rozhlasových signálů:* České radiokomunikace využívají k zajištění služeb celoplošného, regionálního i lokálního rozhlasového vysílání všech dostupných kmitočtových pásem (tj. klasická pásma KV, SV a DV a samozřejmě i pásmo velmi krátkých vln 87,5 až 108 MHz). V pásmu VKV jsou šířeny doplňkové informace v systému RDS (Radio Data System). RDS je používán i k šíření signálů jednosměrného selektivního návěští - služby paging. Tato služba je zajišťována pro společnost Radiokontakt Operátor a. s., v níž jsou České radiokomunikace jedním ze tří akcionářů.

Kromě šíření signálů rozhlasovými vysílači je zajišťován i přenos signálů ze studií k vysílačům (distribuční síť)

a přenosy signálů mezi studii. Pro přenosy jsou používány jak mikrovlnné radioreléové spoje, tak družicová komunikace.

V oblasti provozu rozhlasových služeb zaujímají České radiokomunikace výsadní postavení a jako výhradní dodavatel zabezpečují vysílání jediného provozovatele ze zákona - Českého rozhlasu. V oblasti vysílání soukromých rozhlasových stanic zaujímají České radiokomunikace dominantní podíl na trhu, neboť technické možnosti, personální zázemí a umístění vysílačů na výhodných kótách činí z této akciové společnosti jediný subjekt, který může zajistit celoplošné pokrytí území naší republiky rozhlasovým signálem.

Nejbližší cíle v oblasti přenosu a vysílání rozhlasového signálu se koncentrují zejména do dopokrytí území signálem stanic v pásmu velmi krátkých vln.

Kvalita poskytovaných služeb je kontrolována státním orgánem - Českým telekomunikačním úřadem při ministerstvu hospodářství České republiky. Tento úřad má své pobočky ve všech okresních městech. Pro činnost v oboru televizního a rozhlasového vysílání pro vyčleněny na území České republiky jednotlivá pracoviště Českého telekomunikačního úřadu. Pracovníci těchto poboček vyřizují i individuální stížnosti na rušení příjmu rozhlasu a televize.

Zde je seznam poboček Českého telekomunikačního úřadu:

ČTÚ, oblast Praha, Novodvorská 994,
142 21 Praha 4, tel. (02) 4762223

ČTÚ, oblast středočeská, shodná adresa, tel. (02) 4762899

ČTÚ, oblast jihočeská, Skuherského 45, 370 01 Č. Budějovice, tel. (038) 37404

ČTÚ, oblast jihočeská, Světlogorská 2768, 390 05 Tábor, tel. (0361) 64608

ČTÚ, oblast západočeská, Lábkova 5, 305 73 Plzeň, tel. (019) 286878

ČTÚ, oblast západočeská, Sedlecká 27, 360 10 Karlovy Vary, tel. (017) 3449001

ČTÚ, oblast výchočeská, Hradecká 1151, 502 53 Hradec Králové, tel. (049) 5210305

ČTÚ, oblast severočeská, Velká Hradební 48, 400 01 Ústí nad Labem, tel. (047) 5210572

ČTÚ, oblast severomoravská, Slávkova 1762, 708 00 Ostrava-Poruba, tel. (069) 6910569

ČTÚ, oblast severomoravská, Kosmonautů 6a, 772 00 Olomouc, tel. (068) 5226670

ČTÚ, oblast jihomoravská, Rooseveltova 4, 601 49 Brno, tel. (05) 42212237

ČTÚ, oblast jihomoravská, Tolstého 2, 586 01 Jihlava, tel. (066) 22236

České radiokomunikace dále zabezpečují pro a. s. Telecom vnitrostátní i mezinárodní přenos telefonních signálů na střední a dlouhé vzdálenosti. Největší rozvoj na tomto úseku - na radioerélových spojích - bude představovat digitalizace současné sítě, která by měla znamenat kvalitativní skok v možnostech přenosu informací. V současné době probíhá rozvoj přenosových prostředků s menší kapacitou podle aktuálních požadavků zákazníků. České radiokomunikace usilují i o získání licence na poskytování služeb GSM (mobilní telekomunikace v pásmu 900 MHz). Z mobilního telefonu, který nosí zákazník u sebe, lze pak uskutečnit telefonní spojení z libovolného místa téměř do celého světa, neboť poskytovaná služba je mezinárodně standardizována.

Na obálkách (str. 2 a 3) tohoto čísla jsou přehledně uvedeny potřebné údaje pro televizní diváky a rozhlasové posluchače o možnostech příjmu televize a rozhlasu v daných oblastech podle stavu ke konci minulého roku - v dalších číslech zveřejníme aktualizované informace z dalších oblastí České republiky.

Protože bychom rádi uveřejnili i údaje o slovenských vysílačích a programech, prosíme naše slovenské čtenáře, mají-li možnost, aby nám je zaslali, popř. sdělili, na koho bychom se měli se žádostí obrátit.

Vážení čtenáři,

dostáváte do ruky časopis KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A RADIO, který se vám může zdát povědomý. Snaží se navázat na nejlepší tradice elektronických časopisů u nás. Časopis bude od č. 2/1996 vytvářet kompletní redakce časopisu Amatérské radio, toto první číslo připravil kolektiv prozatímní redakce. Doufáme, že se vám bude časopis líbit a přejeme vám mnoho zdaru v roce 1996.

Adresa redakce: KE ARADIO, Dlážďená 4, 110 00 Praha 1,
tel. (02) 24 21 11 11, linka 295, tel./fax 24 21 03 79

V dalším čísle KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKY A RADIA najdete návody na stavbu zařízení a přístrojů z různých oblastí elektroniky a elektrotechniky (Přání s elektronikou, Elektronika pro rybáře, Elektrické motory snadno a levně)

ELEKTRONIKA I ZA ŠKOLOU

Ing. Robert Láníček

Technická literatura je náročná na přesnost a grafické zpracování a je určena poměrně úzkému okruhu čtenářů. Proto je pravděpodobně pro nakladatele ekonomicky nezajímavá a s výjimkou počítačové literatury se téměř nevydává.

Jediným dostupným zdrojem informací zůstávají odborné časopisy a proto bylo napsáno i toto číslo, ve kterém jsem se pokusil stručně a přehledně shrnout nejdůležitější poznatky z elektroniky. Většina použitých vztahů je kompletně odvozena tak, aby i matematicky méně zdatní čtenáři mohli v případě zájmu sledovat řešení příkladů zapojení.

Minimum základních vědomostí

I elektrotechnika již má svoji historii a většina základních vztahů a objevů je víc než sto let stará. Pro ilustraci je uvedeno několik jmen:

Alessandro Volta (1745-1827) ... galvanický článěk,

André Marie Ampère (1775-1836) ... silové účinky proudu,

Georg Simon Ohm (1787-1854) ... vztah mezi napětím a proudem,

Michael Faraday (1791-1867) ... elektromagnetická indukce,

Joseph Henry (1797-1878) ... princip transformátoru,

Charles August Coulomb (1736-1806) ... elektrostatické pole,

Heinrich Rudolf Hertz (1857-1894) ... elektromagnetické vlny.

Na počest těchto vědců byly pojmenovány nejpoužívanější jednotky v elektrotechnice (tab. 1).

Veličiny a jednotky v elektrotechnice

Veličina je měřitelná fyzikální vlastnost a jednotka je pevně stanovená veličnost veličiny. Rozměrem se rozumí vyjádření jednotky pomocí sedmi základních jednotek soustavy SI. Protože většina veličin nabývá značného rozsahu velikostí (hodnot), používají se i násobky a díly jednotek např.:

$U = 160,2 \text{ V}$; $U = 0,1602 \text{ kV}$;

$U = 160\,200 \text{ mV}$; $U = 1,602 \cdot 10^2 \text{ V}$.

Tab. 1. Veličiny, jednotky a jejich předpony

VELIČINA	ZNAČKA	JEDNOTKA	ZNAČKA	ROZMĚR JEDNOTKY
NAPĚTÍ	U	VOLT	V	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-3} \text{A}^{-1}$
PROUD	I	AMPÉR	A	A
ODPOR	R	OHM	Ω	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-3} \text{A}^{-2}$
KAPACITA	C	FARAD	F	$\text{m}^{-2} \text{kg}^{-1} \text{s}^4 \text{A}^2$
INDUKČNOST	L	HENRY	H	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-2} \text{A}^{-2}$
NÁBOJ	Q	COULOMB	C	As
KMITOČET	f	HERTZ	Hz	s^{-1}

10^{-12}	10^{-9}	10^{-6}	10^{-3}	1	10^3	10^6	10^9	10^{12}
p	n	μ	m		k	M	G	T
piko	nano	mikro	mili		kilo	mega	giga	tera

Jednotlivé veličiny lze stručně charakterizovat:

Napětí U je rozdíl dvou potenciálů V a udává vlastně, o kolik voltů je jeden bod kladnější než druhý bod: $U = V_2 - V_1$. Potenciál je napětí vztažené vůči společnému bodu, nejčastěji vůči zemi. Napětí je příčinou proudu.

Proud I je tok elektrického náboje Q za určitý čas t mezi místy s různým potenciálem: $I = Q/t$.

Odpor R vyjadřuje schopnost vodiče vést elektrický proud: $R = U/I$. Někdy se uvádí i převrácená hodnota odporu, takzvaná vodivost ($G = 1/R$). Jednotkou vodivosti je siemens.

Kapacita C je schopnost kondenzátoru vázat elektrický náboj Q při daném napětí U : $C = Q/U$.

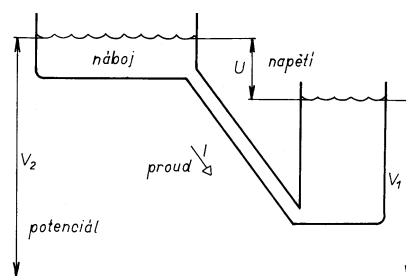
Indukčnost L je schopnost cívky vytvářet elektromagnetické pole: $L = \Phi/I$ (Φ je indukční tok). Někdy se indukčnost definuje pomocí schopnosti cívky indukovat napětí při časové změně proudu ($u_i = L \Delta I / \Delta t$, kde podíl $\Delta I / \Delta t$ je časová změna proudu).

Náboj Q je takzvané elektrické množství a lze jej vyjádřit jako násobek elementárního náboje elektronu ($Q_e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$).

Kmitočet f (frekvence) udává, kolikrát se zopakuje periodický průběh za jednotku času. Převrácená hodnota kmitočtu se nazývá perioda ($T = 1/f$), což je doba, za kterou se zopakuje průběh signálu.

Stejnoseměrný proud a Ohmův zákon

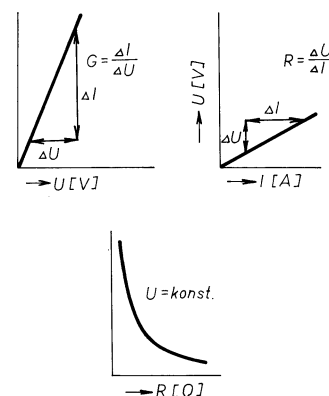
Pro vysvětlení stejnosměrného proudu lze použít podobnost (analogii) s tokem vody. Je zajímavé, že Ohm při odvozování závislosti mezi napětím a proudem vyšel z představy toku tepla a navázal tak na práci Jeana Baptisty Fouriera.



Obr. 1. Analogie elektrického proudu s tokem vody

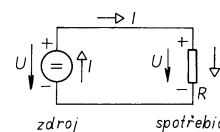
Ohmův zákon je přímá úměra ($y = kx$) mezi napětím a proudem, u níž je konstantou úměrnosti k vodivost vodiče: $I = GU$, $I = U/R$, $U = RI$, $R = U/I$.

Tento základní zákon je možné znázornit i graficky pomocí charakteristik.



Obr. 2. Grafické znázornění Ohmova zákona

Pro orientaci obvodových veličin napětí a proudu byl dohodnut směr od kladného místa k zápornému, neboli z většího potenciálu k menšímu. To je ve shodě s analogií, neboť voda rovněž teče s kopce.

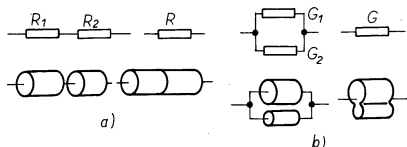


Obr. 3. Orientace obvodových veličin

Spojování rezistorů (odporů)

Rezistorem se rozumí součástka a odporem veličina. Odpor je přímo úměrný délce a nepřímo úměrný průřezu vodiče. Lze si představit, že při sériovém spojení rezistorů se délka vodiče prodlouží a odpor se zvětší. Při paralelním spojení se zvětší průřez vodiče a odpor vodiče se proto zmenší. Vodivost vodiče se naopak zvětší.

Při sériovém spojení se sčítají odpory ($R = R_1 + R_2$) a při paralelním vodivosti ($G = G_1 + G_2$; $1/R = 1/R_1 + 1/R_2$).

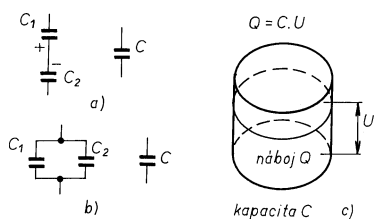


Obr. 4. Spojování rezistorů; a) sériově, b) paralelně

Spojování kondenzátorů (kapacit)

Kondenzátor je součástka, složená v podstatě ze vzájemně izolovaných desek, elektrod. Kapacita kondenzátoru je přímo úměrná ploše těchto elektrod a nepřímo úměrná jejich vzdálenosti.

Při paralelním spojení se plocha desek zvětší a kapacita je proto větší ($C = C_1 + C_2$). U sériového spojení se množství uloženého náboje ($Q = CU$) nemění, protože vnitřní spojené desky kondenzátorů mají stejný náboj. Pro stejné množství náboje je tedy zapotřebí větší plocha desek a kapacita se proto zmenší ($1/C = 1/C_1 + 1/C_2$).



Obr. 5. Spojování kondenzátorů; a) sériově, b) paralelně, c) analogie kondenzátoru

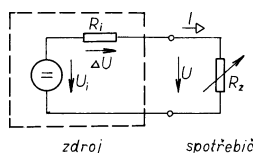
Při sériovém spojení kondenzátorů a paralelním spojení rezistorů získáme vždy menší hodnotu než je nejmenší hodnota spojovaných prvků. Naopak při paralelním spojení kondenzátorů a sériovém spojení rezistorů získáme hodnotu větší než je největší hodnota spojovaných součástek.

Zdroj a náhradní schéma zdroje

Zdroj je aktivní součástka, která dodává do obvodu elektrickou energii. Na svých svorkách udržuje napětí a dodává do obvodu náboj (proud). V elektronice se nejvíce uplatňují zdroje malého stejnosměrného napětí. U obvodu se stejným směrem proud nemění směr a napětí polaritu. U střídavých zdrojů se obě veličiny velmi rychle mění. Důležitý je i charakter zdroje. U tvrdých zdrojů (napěťových) se napětí zmenšuje velmi málo i při velkém proudovém odběru. Měkké (proudové) zdroje dodávají do ob-

vodu malý, přibližně konstantní proud. Tento proud je určen velkým vnitřním odporem zdroje a připojený spotřebič svým poměrně malým odporem velikost proudu téměř neovlivní. Svorkové napětí proudového zdroje se se zvětšujícím se zatížením zmenšuje velmi rychle k nule.

Každý zdroj lze modelovat náhradním zapojením, které se skládá z ideálního napěťového zdroje v sérii s vnitřním odporem zdroje. Někdy je vhodnější použít náhradní schéma, tvořené zdrojem proudu s paralelně připojenou vnitřní vodivostí zdroje. Obě náhrady jsou rovnocenné. Napěťové zapojení se volí např. při sériovém spojení zdrojů a proudové při paralelním spojení zdrojů.

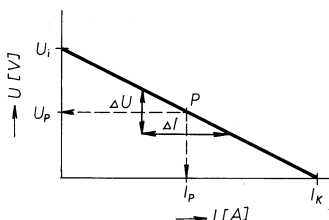


Obr. 6. Náhradní schéma zdroje

Z napěťového náhradního schématu lze odvodit rovnice, popisující proud a napětí na svorkách zdroje:

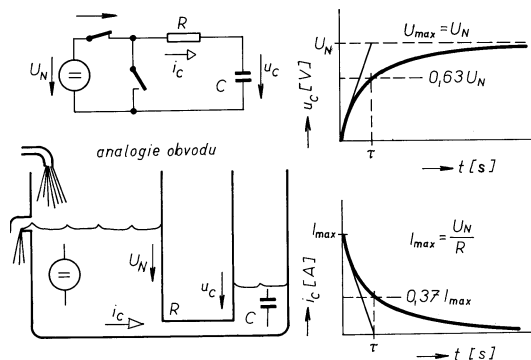
$$I = U_i / R, \quad R = R_i + R_z, \quad U = IR_z, \\ U = U_i R_z / (R_i + R_z).$$

Poslední vztah popisuje vlastně dělič napětí a dobře vystihuje vliv spotřebiče R_z a vnitřního odporu R_i zdroje na svorkové napětí U zdroje při zatížení zdroje proudem do spotřebiče. Při zkratu zdroje ($R_z = 0$) je proud omezen pouze vnitřním odporem R_i zdroje. Tento proud $I_k = U_i / R_i$ je zároveň roven proudu zdroje v náhradním proudovém zapojení. Při odpojení spotřebiče proud neprotéká ($I = 0$) a svorkové napětí zdroje je shodné s napětím vnitřního ideálního napěťového zdroje ($U = U_i$). Vyneseme-li závislost svorkového napětí zdroje na proudu do spotřebiče ($U = f(I)$), získáme lineární klesající závislost, která se nazývá zatěžovací charakteristika (přímka) zdroje (obr. 7).



Obr. 7. Zatěžovací přímka zdroje

Pro klesající přímku platí rovnice: $y = q - kx$, kde y je svorkové napětí U zdroje, x je proud I a q je napětí naprázdno U_i . Směrnice přímky $k = \Delta y / \Delta x$, která má význam vnitřního odporu zdroje ($R_i = \Delta U / \Delta I$), se určí známým způsobem. Svorkové napětí zdroje lze tedy popsat rovnicí přímky: $U = U_i - R_i I$. Po dosazení za proud získáme předchozí vztah pro napětí zdroje. Rovnici je možné odvodit i



Obr. 8. Nabíjení kondenzátoru

na základě druhého Kirchhoffova zákona, který bude vysvětlen v dalších kapitolách.

Elektrická energie a výkon

V činném spotřebiči (odporu) se energie mění v teplo. Pro výkon P platí vztahy: $P = UI$ a protože $I = U/R$ a $U = RI$, bude rovněž $P = U^2/R$ a $P = RI^2$. Pro energii W a teplo Q platí: $W = Pt$ a $Q = W$. Výkon se udává ve wattech, energie a teplo v joulech nebo v kilowatthodinách.

V kondenzátorech a cívkách lze elektrickou energii akumulovat (uložit) prostřednictvím energie elektrostatického pole ($W = 0,5CU^2$) nebo elektromagnetického pole ($W = 0,5LI^2$).

Přechodné jevy v elektrických obvodech

Vzájemná přeměna energií probíhá konečnou rychlostí a znalost přechodných jevů je důležitá pro pochopení funkce řady zapojení (obr. 8 a 9).

Po připojení kondenzátoru ke zdroji se kondenzátor začne nabíjet na napětí zdroje. Zpočátku se nabíjí rychle velkým proudem a pak stále pomaleji, protože potenciály zdroje a kondenzátoru se vyrovnávají. Pomocí vyšší matematiky lze odvodit vztahy pro exponenciální průběh napětí a proudu při nabíjení kondenzátoru:

$$u_C = U_{max}(1 - e^{-t/\tau}), \quad i_C = I_{max}e^{-t/\tau},$$

kde $I_{max} = U_{max}/R$ a $\tau = RC$.

Za použití vztahů $\ln e^x = x$ a $\ln x^{-1} = -\ln x$ lze z rovnic vyjádřit čas

$$u_C/U_{max} = (1 - e^{-t/\tau}), \\ e^{-t/\tau} = 1 - u_C/U_{max}, \\ -t/\tau = \ln((U_{max} - u_C)/U_{max}), \\ t = \tau \ln(U_{max}/(U_{max} - u_C)),$$

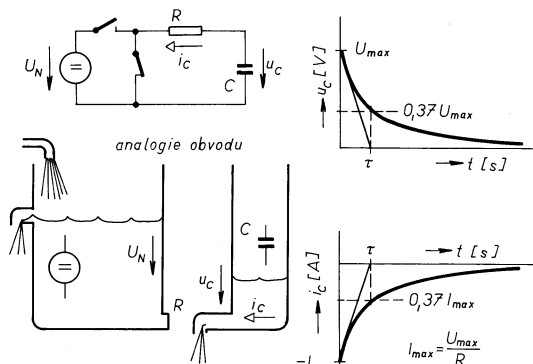
obdobně lze pro proud odvodit vztah

$$t = \tau \ln(I_{max}/i_C).$$

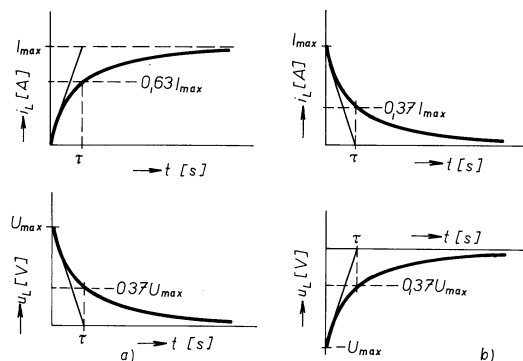
Malými písmeny se značí okamžité velikosti proměnných veličin. Napětí U_{max} je rozdíl potenciálů kondenzátoru a zdroje na začátku nabíjení. Proud I_{max} je maximální proud v okamžiku připojení zdroje. Časová konstanta τ je doba ($t = \tau$), za kterou se napětí zvětší na 63 % počáteční velikosti $U_{max}(U_{max}(1 - e^{-1}))$, nebo proud zmenší na velikost $I_{max}e^{-1}$.

Průběhy i vzorce popisující vybíjení kondenzátoru ($u_C = U_{max}e^{-t/\tau}$, $i_C = -I_{max}e^{-t/\tau}$) jsou obdobné jako při nabíjení. Proud je záporný, protože se změnil jeho směr. Pro vybíjení kondenzátoru lze odvodit vztahy:

$$u_C = U_{max}e^{-t/\tau}, \quad i_C = -I_{max}e^{-t/\tau} \\ t = \tau \ln(U_{max}/u_C), \quad t = \tau \ln(I_{max}/i_C).$$



Obr. 9. Vybíjení kondenzátoru



Obr. 10. Přechodné děje v cívce; a) připojení cívky ke zdroji, b) odpojení cívky od zdroje

Pole uvnitř cívky je vyvoláno proudem a u kondenzátoru napětím. Při změně stavu obvodu se v cívce indukuje napětí, které se snaží udržet pole cívky a tedy i proud cívky (obr. 10). Platí:

$$i_L = I_{\max}(1 - e^{-t/\tau}),$$

$$u_L = U_{\max}e^{-t/\tau}, \tau = L/R.$$

V elektronických obvodech se lze setkat i s lineárním nabíjením kondenzátoru. Jestliže bude nabíjecí odpor R značně velký, bude proud do kondenzátoru téměř konstantní ($i_C = I$). Pak do kondenzátoru přitéká náboj Q rovnoměrně a napětí u_C na kondenzátoru se zvětšuje lineárně:

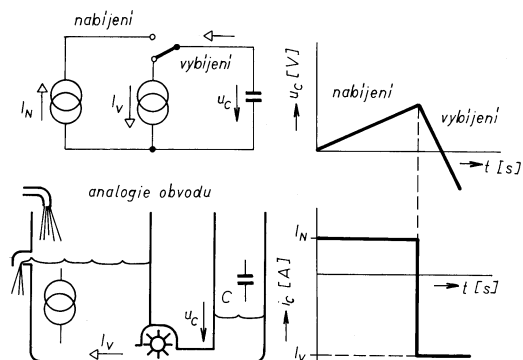
$$u_C = Q/C \quad (C = Q/u_C);$$

$$Q = It \quad (I = Q/t); \quad u_C = I/(Ct).$$

Obdobně se při vybíjení konstantním proudem napětí na kondenzátoru lineárně zmenšuje podle vztahu:

$$u_C = U_{\max} - I/(Ct).$$

Lineární nabíjení a vybíjení kondenzátoru (obr. 11) zdrojem proudu lze využít např. ke generování napětí trojúhelníkovitého průběhu.



Obr. 11. Lineární nabíjení kondenzátoru

Střídavé veličiny

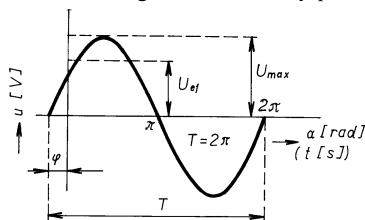
Nejčastěji se lze setkat s napětím nebo proudem sinusového průběhu:

$$u = U_{\max}(\sin \omega t + \varphi)$$

$$(\omega = 2\pi f, f = 1/T).$$

Napětí U_{\max} se nazývá amplituda a ω je kruhový (úhlový) kmitočet v radiánech za sekundu. Při výpočtech číselných údajů sinu na kalkulačce je na to třeba pamatovat a kalkulátor přepnout na „rad“. Kmitočet (frekvence) f je v hertzech a φ je počáteční fázový posuv. V literatuře se setkáváme i s označením U_{eff} (špička-špička), to označuje rozkmit napětí a správně by se mělo označovat jako mezivrcholové napětí, U_{mv} .

Kromě proměnného okamžitého napětí u se často uvádí ještě myšlené, tzv. efektivní napětí U_{ef} (efektivní hodnota). Je to taková velikost střídavého napětí, která odpovídá velikosti stejnosměrného napětí, které by ve stejném spotřebiči vyvinulo stejnou tepelnou energii. Pro sinusový průběh



Obr. 12. Popis napětí sinusového průběhu

platí přepočten $U_{\max} = \sqrt{2}U$. Pro jiné tvary signálu tento přepočet neplatí a efektivní hodnota se určuje integrací jako odmocnina z průměru mocniny funkce popisující průběh napětí.

U proměnných signálů se lze setkat ještě s tzv. střední hodnotou U_{av} . Střední hodnota je průměrná velikost signálu, u sinusovky je rovna nule. Pro dvoječetné usměrněné napětí sinusového průběhu platí přepočet: $U_{\text{av}} = 0,9U$ ($U_{\text{av}} = 2U_{\max}/\pi$).

Impedance

Vlivem konečné rychlosti vzájemných přeměn energií v energii akumulujících součástkách vznikají mezi napětím a proudem fázové posuvy. Na rozdíl od obvodů stejnosměrného proudu je nutné považovat obvodové veličiny u obvodů střídavého proudu za vektory (fázory), popř. za komplexní čísla (komplexní veličiny jsou dále značeny tučným ležatým písmem). To znamená, že se musí uvažovat i úhel φ .

$$u = U_{\max}(\sin \omega t + \varphi_1),$$

$$u = U\sqrt{2}(\sin \omega t + \varphi_1),$$

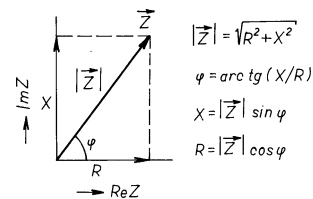
v polárním tvaru $U = U \angle \varphi_1$,

$$i = I_{\max}(\sin \omega t + \varphi_2),$$

$$i = I\sqrt{2}(\sin \omega t + \varphi_2),$$

v polárním tvaru $I = I \angle \varphi_2$.

Podíl komplexního napětí a proudu $Z = U/I$ se nazývá impedance a udává se v ohmech. Lze zapsat zvlášť velikost a zvlášť úhel ($Z = Z \angle \varphi$, kde $Z = U/I$ a $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$).



Obr. 13. Vektorový charakter impedance

Při počítání s impedancemi je nejvhodnější počítat podle pravidel pro komplexní čísla:

$$Z_1 \pm Z_2 = (\text{Re}Z_1 \pm \text{Re}Z_2) + j(\text{Im}Z_1 \pm \text{Im}Z_2)...$$

$$Z_1 Z_2 = Z_1 \cdot Z_2 \angle \varphi_1 + \varphi_2$$

$$Z_1 / Z_2 = Z_1 / Z_2 \angle \varphi_1 - \varphi_2$$

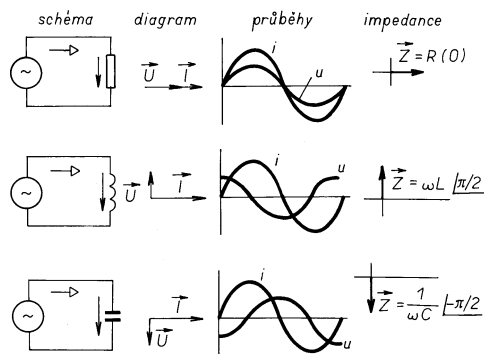
Vzájemné vztahy pro přepočet mezi tvary komplexních čísel jsou jasné z obrázku: Pol \rightarrow Rec ...

$$\text{Im}Z = Z \sin \varphi \quad \text{a} \quad \text{Re}Z = Z \cos \varphi$$

a pro převod Rec \rightarrow Pol ...

$$Z = \sqrt{(\text{Re}Z)^2 + (\text{Im}Z)^2} \quad \text{a} \quad \varphi = \arctg(\text{Im}Z/\text{Re}Z).$$

Vhodnější je využít k převodu mezi pravoúhlými (Rec) a polárními souřadnicemi (Pol) kalkulačku, protože funkce arcustangens vrací úhly pouze od -90 do +90°.



Obr. 14. Součástky ve střídavém obvodu

U rezistoru posuv mezi proudem a napětím nenastává a impedance Z je rovna odporu R . U kondenzátoru předbíhá proud napětí o 90° a u cívky napětí předbíhá proud o 90°. V případě ideálních akumulujících součástek nemají impedance reálnou složku a jsou čistě imaginární a nazývají se reaktancemi.

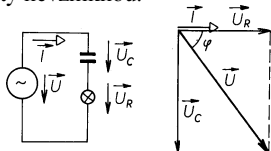
Kapacitní reaktance $X_C = 1/\omega C$ je nepřímo úměrná kapacitě a kmitočtu ($\omega = 2\pi f$). Zajímavý je fakt, že se uvažuje proud přes nevodivý izolant mezi deskami kondenzátoru. Ve skutečnosti se kondenzátor pouze nabíjí a vybíjí proudem v rytmu střídavého signálu.

Indukční reaktance $X_L = \omega L$ je přímo úměrná kmitočtu a indukčnosti, protože cívka se snaží udržet konstantní elektromagnetické pole a brání se tedy změnám střídavého proudu. U skutečných součástek je situace složitější, jednotlivé součástky si však lze představit jako smíšená zapojení ideálních rezistorů, kondenzátorů a cívek. Při výpočtech s impedancemi

nesmíme zapomenout, že počítáme s komplexními čísly (vektory), které mají nejen velikost, ale i směr.

Příklad 1: Připojení žárovky na většící napětí

Budeme uvažovat připojení žárovky 7 V/0,3 A na síťové napětí 220 V/50 Hz. Ke zmenšení napětí se používá buď transformátor, což je sice nejvhodnější, ale nákladné, anebo srážecí rezistor (předřadník). V uvedeném případě by na rezistoru vznikala vzhledem k výkonu žárovky (7 V/0,3 A = 2,1 W) velký ztrátový výkon (213 V/0,3 A = 64 W). Elegantní je nahradit odpor reaktancí, nejlépe kondenzátorem, protože na kondenzátoru tepelné ztráty nevzniknou.



Obr. 15. Reaktance jako předřadník

Nakreslíme-li si fázorové diagramy do společného obrázku, můžeme z Pythagorovy věty určit napětí U_C na kondenzátoru. Z Ohmova zákona se vypočítá velikost potřebné reaktance X_C a z ní se určí kapacita C :

$$U_C = \sqrt{(U^2 - U_R^2)}; X_C = U_C/I; X_C = 1/(\omega C); C = 1/(2\pi f X_C)$$

$$\sqrt{(220^2 - 7^2)} = 219,89; 219,89/0,3 = 733; 1/(2\pi \cdot 50 \cdot 733) = 4,34 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

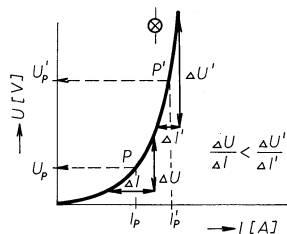
Kondenzátor 4,34 μF musí mít z bezpečnostních důvodů jako jmenovité napětí minimálně dvojnásobek amplitudy síťového napětí ($2 \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \text{ V} = 620 \text{ V}$).

Stejným způsobem je možné navrhnout i připojení svítivé diody na síťové napětí. Je nutné použít buď dvojbarevnou LED nebo dvě antiparalelně zapojené diody, protože LED nevydrží velké napětí v závěrném směru. V sérii s LED je vhodné zapojit rezistor (s odporem asi 1 k Ω), který zmenší proudovou špičku při zapnutí obvodu a tím ochrání diodu před zničením. Pro LED s napětím v propustném směru 1,8 V při proudu 10 mA bude na spoji rezistor-LED výsledné napětí rovno součtu napětí na obou součástkách (1,8 V + 10 mA \cdot 1 k Ω = 11,8 V). Kapacita předřadného kondenzátoru ($C = 145 \text{ nF}$) se určí stejně jako v předchozím příkladu. Ztrátový výkon ochranného rezistoru je malý ($R^2 = 1 \text{ k}\Omega \cdot (10 \text{ mA})^2 = 0,1 \text{ W}$).

Lineární a nelineární součástky

Zatím byly uvedeny součástky pasivní (R, L, C), akumulující (L, C) a aktivní (zdroje). Tyto součástky pokládáme za lineární, je-li grafickým vyjádřením závislosti proudu na napětí přímka. V opačném případě se jedná o nelineární součástky. Mezi nelineární součástky patří diody, tranzistory, ale i žárovka, protože za studena má vlákno žárovky zhruba dvanáctkrát menší odpor než rozžhavené vlákno.

Ze změřeného průběhu vyplývá, že se odpor vlákna zvětšuje nejdříve rychle a že



Obr. 16. Ampérovoltová charakteristika žárovky

se od určitého proudu velikost odporu téměř nemění. Okamžitý sklon charakteristiky určuje směrnice tečny v daném bodě. Tuto směrnici nazýváme dynamickým parametrem. V našem případě má tento parametr význam tzv. dynamického odporu $r_d = \Delta U/\Delta I$. Dynamický parametr se používá tehdy, mění-li se napětí a proud v malém rozsahu v okolí pracovního bodu P. I u tranzistoru se udávají dynamické parametry h . Lze-li předpokládat velkou změnu signálu, uvádí se i statický parametr ($R = U_P/I_P$). U lineárních součástek jsou statické parametry shodné s dynamickými.

Dvojbran a jeho přenos

Na složitější obvody lze pohlížet jako na celky, zpracovávající signál. Zapojení mají vstupní a výstupní „brány“, které je spojují s okolím a nazývají se proto dvojbrany. Napájení se považuje za samozřejmé a neuvažuje se. Dvojbran lze popsat jeho přenosem, což je podíl veličiny výstupní ku vstupní: $A_u = U_2/U_1$ ($A_i = I_2/I_1$). Ve většině případů neuvažujeme komplexní charakter přenosu a zajímá nás pouze velikost přenosu. Je-li přenos větší (menší) než jedna, mluvíme o zesílení (útlumu) nebo o zisku, pokud je zesílení v decibelech. Kromě přenosu lze definovat i vstupní a výstupní impedanci dvojbranu: $Z_1 = U_1/I_1$ a $Z_2 = U_2/I_2$.

Decibely a logaritmy v elektronice

Decibel je logaritmická poměrová jednotka, pojmenovaná po vynálezci telefonu (Alexander Graham Bell 1847-1922). Pro zpracování velkého rozsahu velikostí nejrozličnějších veličin je výhodné použít logaritmy. I lidský sluch má logaritmický charakter, protože člověk vnímá zvuk v rozsahu sedmi řádů akustického tlaku. Nejmenší rozlišitelná změna hlasitosti zvuku je přibližně jeden decibel.

Decibely v elektronice byly definovány pro poměr výkonů ($A_P = P_2/P_1$). Protože základní jednotkou není bel, ale decibel, musí se logaritmus vynásobit deseti: $A_P = 10 \log(P_2/P_1)$.

Předpokládáme-li stejnou vstupní a výstupní impedanci, lze definovat decibely i pro napěťový přenos, protože po dosažení za výkony $P_2 = U_2^2/R$; $P_1 = U_1^2/R$ se impedance krátí:

$$A_u = 10 \log(U_2^2/U_1^2); A_u = 20 \log(U_2/U_1)$$

I když je decibel bezrozměrná jednotka, používá se i pro vyjádření velikosti

napětí nebo výkonu. V tom případě se zvolí tzv. referenční úroveň, s níž se napětí nebo výkon porovná. Nejčastěji se volí $P_1 = 1 \text{ mW}$ na impedanci 600 Ω . Tomu odpovídá referenční úroveň napětí $U_1 = \sqrt{P_1 R}$;

$$\sqrt{1 \text{ mW} \cdot 600 \Omega} = 0,775 \text{ V} (P_1 = U_1^2/R)$$

V anténní technice se lze setkat ještě se vztaznou úrovní jeden mikrovolt. Bývá zvykem zdůraznit vztaznou úroveň inde-

$$L_u = 20 \log(U/0,775) \text{ [dBm]}; (m - \text{miliwatt})$$

$$L_u = 20 \log(U/10^{-6}) \text{ [dB}\mu\text{]}; (\mu - \text{mikrovolt})$$

Decibely usnadňují výpočty přenosu složitějších soustav, protože zlogaritmováním se násobení převede na sčítání logaritmů. Typickým příkladem je anténní rozvod, kde se od vstupní úrovně signálu odečte útlum souosého kabelu dané délky a navrhne se zisk předzesilovače pro žádanou úroveň napětí na vstupu přijímače. Lepší generátory a milivoltmetry bývají opatřeny decibelovou stupnicí, což umožňuje měřit přenos přímo v decibelech jako rozdíl výstupní a vstupní úrovně napětí:

$$A_u = L_{u2} - L_{u1} \dots \log(U_2/U_{\text{ref}}) - \log(U_1/U_{\text{ref}}) = \log(U_2/U_1)$$

Velkou výhodou logaritmů je to, že umožňují znázornit velký rozsah hodnot. Této vlastnosti se využívá pro konstrukci grafů s logaritmickou osou (osami), např. kmitočtových charakteristik zesilovačů nebo reproduktorových soustav. Další výhodou této osy je konstantní relativní chyba stupnice, proto se s ní lze setkat i na ladicích stupnicích generátorů. Vzhledem k tomu, že se logaritmické papíry přestaly dovážet, ukážeme si konstrukci logaritmické osy.

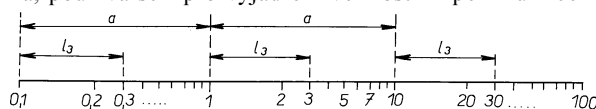
Příklad 2: Konstrukce logaritmické osy

Osa se skládá ze stejných částí, tzv. modulů o velikosti jedné dekády. Zvolíme velikost modulu a v centimetrech. Vzdálenosti čísel od počátku modulu spočítáme podle vztahu: $l_i = a \log i$. Pro modul $a = 10 \text{ cm}$ bude $l_1 = 0 \text{ cm}$; $l_2 = 3 \text{ cm}$; $l_3 = 4,8 \text{ cm}$ atd. U všech dekad jsou vzdálenosti stejné (obr. 17).

Logaritmická osa musí být kladná a nemá počátek. Přesto je možné na ní zobrazit číslo nepatrně větší než nula. Zkuste zakreslit logaritmickou a lineární osu kmitočtu od 20 Hz do 20 kHz a porovnejte je.

Metody řešení jednoduchých obvodů

I když v současnosti existuje řada počítačových programů pro analýzu, návrh i kreslení schémát obvodů, např.: OrCAD, Micro-Cap, WorkBench atd., je legální získání těchto programů vzhledem k jejich ceně většinou velmi obtížné. Při navrhování jednoduchých obvodů vystačíme však i s kalkulačkou. Důležitější než dokonalý program je znalost a pochopení funkce navrhovaného obvodu.



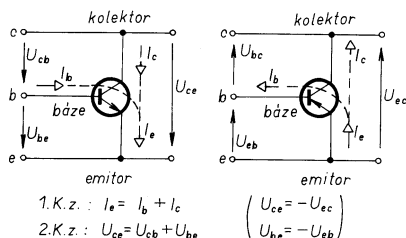
Obr. 17. Logaritmická osa

Elektrotechnika „stojí“ na třech jednoduchých zákonech. Kromě již probraného Ohmova zákona jsou to ještě dva Kirchhoffovy zákony (Gustav Robert Kirchhoff 1824-1887).

Kirchhoffovy zákony

První zákon se týká uzlu obvodu neboli vodivého spojení vodičů. Vychází z poznatku, že v uzlu náboj nevzniká a ani nezániká. Zákon zní: „Součet proudů vtékajících do uzlu je roven součtu proudů z uzlu vytékajících“.

Druhý zákon vychází ze zákona o zachování energie a týká se uzavřeného obvodu neboli smyčky. Zákon zní: „Součet napětí ve smyčce je nulový“, nebo „Součet napětí zdrojů je v uzavřeném obvodu roven součtu napětí na spotřebičích“.



Obr. 18. Kirchhoffovy zákony pro tranzistor

Na základě Kirchhoffových zákonů se navrhují proudové a napěťové děliče, nebo se určují poměry v obvodu. Velmi elegantní je řešení obvodů založené na Théveninově větě.

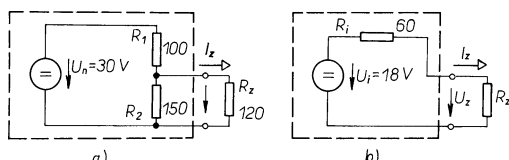
Théveninova a Nortonova věta

Vychází se z představy, že část obvodu lze nahradit reálným zdrojem se stejnými vlastnostmi. Tím se výrazně zjednoduší řešení obvodu. Použijeme-li náhradní napěťové schéma zdroje (obr. 5), mluvíme o Théveninově větě a v případě proudového schématu o větě Nortonově. Náhradní zdroj musí mít stejné napětí naprázdno U_i , zkratový proud I_k a vnitřní odpor R_i a bude mít proto i stejnou zatěžovací charakteristiku. Vnitřní odpor zapojení se určí tak, že se spočítá velikost odporu mezi uvažovanými svorkami s tím, že případné zdroje v zapojení se nahradí jejich vnitřními odpory. Napěťové zdroje mají nepatrný odpor a nahrazují se proto zkratem, proudové zdroje s velkým vnitřním odporem se nahradí nekonečným odporem, neboli rozpojením obvodu. Pak se na základě Kirchhoffových zákonů určí napětí na svorkách obvodu, které je totožné s napětím naprázdno U_i . Při použití náhradního proudového zdroje se určuje zkratový proud I_k . Nejčastěji se tímto způsobem řeší zatížený dělič napětí.

Příklad 3: Zatížený dělič napětí

Určete proud I_z a napětí U_z na spotřebiči $R_z = 120 \Omega$, je-li dělič s $R_1 = 100 \Omega$ a $R_2 = 150 \Omega$ připojen na zdroj napětí $U_n = 30 \text{ V}$.

Obr. 19. Théveninova věta; a) nahrazovaný a b) náhradní obvod



Není-li připojen spotřebič R_z , řešíme nezátížený dělič, kterým protéká proud $I = U_1/R$, kde $R = R_1 + R_2$. Tento proud vyvolá úbytek napětí $U_2 = IR_2$, který je roven svorkovému napětí naprázdno U_i ($30 \text{ V} \cdot 150 \Omega / (100 \Omega + 150 \Omega) = 18 \text{ V}$). Vnitřní odpor R_i je paralelní kombinací R_1, R_2 ($R_i = 60 \Omega$), zkratový proud určíme z $I_k = U_n/R_1$ nebo $I_k = U_i/R_i$ ($I_k = 0,3 \text{ A}$). Náhradou získáme místo zatíženého děliče dělič nezátížený, který vyřešíme obdobně:

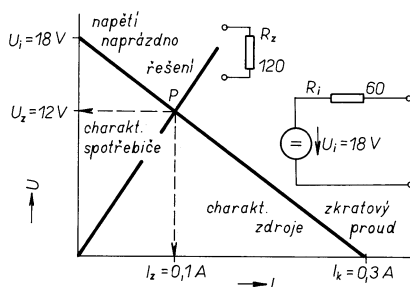
$I_z = U_i/(R_i + R_z)$ a $U_z = I_z R_z$ ($I_z = 0,1 \text{ A}$; $U_z = 12 \text{ V}$). Zatěžovací přímku náhradního zdroje můžeme zakreslit a pak lze rychle zjistit velikost napětí U_z pro proměnný odběr proudu I_z . „Théveninova“ lze použít i pro návrh optimálního děliče opačným postupem.

Zkuste navrhnout odpory rezistorů R_1 a R_2 děliče připojeného ke zdroji $U_n = 30 \text{ V}$ s minimálním ztrátovým výkonem. Dělič má umožnit odběr proudu $I_z = 0,1 \text{ A}$ při napětí $U_z = 12 \text{ V}$ a při zvětšení odběru na dvojnásobek ($0,2 \text{ A}$) se nesmí napětí zmenšit na méně než 6 V .

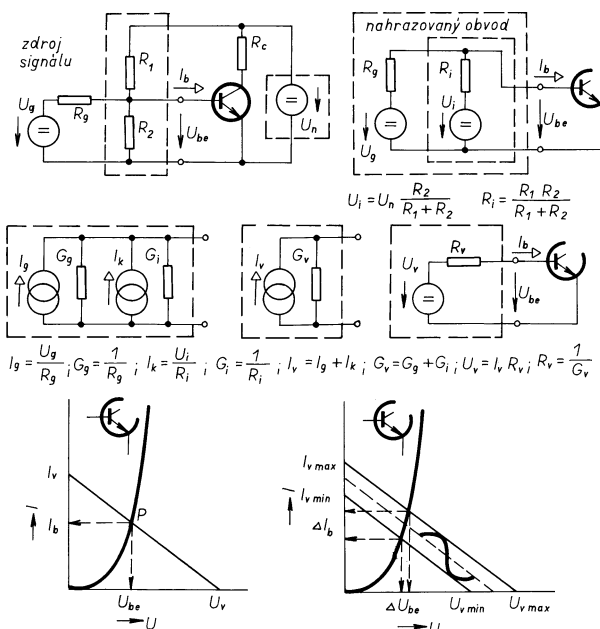
Protože jsou zadány dva body zatěžovací přímky, je možné početně nebo graficky určit směrnici přímky, která odpovídá vnitřnímu odporu R_i , a proud při nulovém napětí, který odpovídá zkratovému proudu I_k . Z rovnice $I_k = U_n/R_1$ se určí R_1 a ze vzorce pro paralelní spojení odporů se vyjádří R_2 .

Grafické řešení obvodů

Tato metoda umožňuje řešit jednoduše i obvody s nelineárními součástkami. Obvod se rozdělí na lineární část a nelineární prvek. Lineární část obvodu se na základě Théveninovy věty nahradí náhradním zdrojem napětí a zakreslí se zatěžovací přímka tohoto zdroje. Do stejného



Obr. 20. Grafické řešení děliče



Obr. 21. Vstupní obvod tranzistoru

obrázku se zakreslí charakteristika nelineární součástky a řešením obvodu jsou souřadnice průsečíku P obou charakteristik.

V principu se jedná o grafické řešení dvou rovnic. Pro ilustraci vyřešíme graficky předchozí příklad (obr. 20).

Řešení obvodů s několika zdroji

Složitější obvody se řeší metodou smyčkových proudů nebo uzlových napětí. V jednodušších případech je vhodnější zdroje postupně sečíst. Postup si ukážeme na řešení vstupního obvodu tranzistoru.

Příklad 4: Řešení vstupního obvodu tranzistoru (obr. 21)

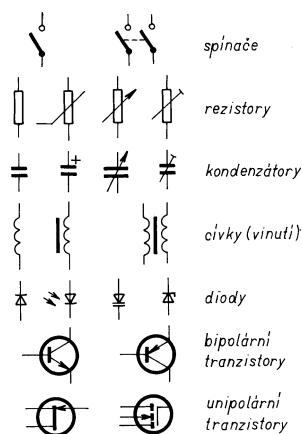
Dělič napětí R_1 a R_2 napájený ze zdroje U_n nahradíme pomocí Théveninovy věty náhradním zdrojem U_i s R_i . Obvod se sice zjednodušil, ale získali jsme paralelní zapojení dvou zdrojů napětí a pro další řešení je nutné zdroje převést na zdroje proudu ($I_k = U_i/R_i$ a $G_i = 1/R_i$). Pak se sečtou vodivosti a proudy obou zdrojů a výsledný proudový zdroj se převede zpět na napěťový. Zakreslí se zatěžovací přímka a řešením je průsečík přímky se vstupní charakteristikou tranzistoru. Řešení lze rozšířit i pro proměnné vstupní napětí U_g generátoru. Obvod byl se vyřešil pro minimální i pro maximální vstupní napětí. Řešením v tomto případě je množina bodů na té části charakteristiky, která je ohraničena mezními zatěžovacími přímkami.

Elektronické součástky

Z elektronických součástek jsou složeny obvody. Tyto obvody se kreslí normalizovaným způsobem s předem dohodnutými značkami součástek.

Normalizované řady součástek

Součástky jsou vyráběny tak, aby při dané toleranci byl pokryt celý rozsah hodnot. Tomuto požadavku nejlépe vyhovuje výběr z geometrické řady $\sqrt[10]{10}$. Do tech-



Obr. 22. Schematické značky součástek

nické praxe zavedl řady francouzský technik Charles Renard. V elektrotechnice se používají součástky z tzv. elektrotechnických řad:

E 12: $\sqrt[12]{10} = 1,21$;
tolerance = 1/12 (± 10 %); 12 hodnot,
E 24: $\sqrt[24]{10} = 1,10$;
tolerance = 1/24 (± 5 %); 24 hodnot,
E 48: $\sqrt[48]{10} = 1,05$;
tolerance = 1/48 (± 2 %); 48 hodnot,
E 96 : $\sqrt[96]{10} = 1,02$;
tolerance = 1/96 (± 1 %); 96 hodnot.

Čtvrtý prvek řady E 24 by se určil jako: $10^{4/24} = 1,47$ (1,5).

Protože uvedené vztahy platí přesně až od řady E 48, uvedeme si prvky řady E 24: 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1; 10,0. Řada E 12 má jen každou druhou hodnotu a řada E 6 jen každou čtvrtou hodnotu z řady E 24. Pro velké požadavky na přesnost existuje i půlprocentní řada E 192 anebo výběr přesných součástek z nižších řad. U proměnných rezistorů a kondenzátorů se lze ještě setkat s řadou 2; 5; 10.

Spojování součástek z řad

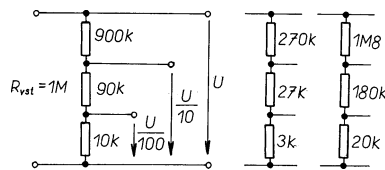
Součástky z řad mají takovou toleranci, že výběrem z jejich velkého počtu je teoreticky možné získat libovolnou hodnotu i u řady E 3. V případě potřeby lze přesně nastavit hodnotu i mimo řadu spojením součástek paralelně nebo do série. Při sériovém spojení se zmenšuje napětové namáhání jednotlivých součástek a při paralelním namáhání proudové. V každém případě se zvětšuje dovolené výkonové zatížení zapojení. Kondenzátory se spojují do série pro zvětšení jmenovitého napětí a paralelně pro zvětšení kapacity. U zařízení galvanicky spojených se síťovým napětím se lze rovněž setkat se sériovým spojením rezistorů. Z bezpečnostních důvodů nelze toto spojení nahradit jedním rezistorem.

Při spojování součástek volíme pokud možno součástky stejných nebo málo se lišících hodnot. Jinak je napětové i výkonové zatížení velmi nerovnoměrně rozloženo. U sériového spojení se napětí rozdělí v poměru velikostí impedancí. U rezistorů v poměru jejich odporů ($Z = R$) a u kondenzátorů v převráceném poměru kapacit ($Z = 1/\omega C$). Jsou-li kondenzátory

připojeny na stejnosměrné napětí, je na spojených elektrodách kondenzátorů stejný náboj $Q = CU$ a z rovnice $C_1 U_1 = C_2 U_2$ opět plyne $U_1/U_2 = C_2/C_1$. Rozložení výkonu ($P = R I^2$) u sériového spojení rezistorů lze snadno určit, protože proud tekoucí oběma rezistory je stejný. Při paralelním zapojení je na součástkách stejné napětí a řešilo by se obdobně ($P = U^2/R$).

Výběr součástek z řady

Při návrhu obvodů se vyplatí chvíli přemýšlet, zda je možné použít součástky z řady. Na obr. 23 jsou tři řešení vstupního dekadického děliče voltmetru. U prvního zapojení je zapotřebí nastavit odpor většiny rezistorů, protože nejsou v žádné řadě. Zbývající zapojení se liší velikostí celkového vstupního odporu a využívají součástek z řady E 24.



Obr. 23. Příklady řešení děliče

Značení pasivních součástek

U miniaturních součástek se používá barevný kód a u větších zkratky a číselný kód. Nejlepší je před zapojením do obvodu skutečnou hodnotu součástky změřit. Vyloučí se tím nejen možnost chybného určení hodnoty, ale i použití vadné součástky. Značení součástek se většinou skládá z typového označení, velikosti odporu, kapacity či indukčnosti a případně tolerance, např.:

R47, v AR se používá j47 (0,47 Ω);
1R0, v AR se používá 1 (1,0 Ω);
4K7, v AR 4k7 (4,7 k Ω);
100M (100 M Ω);

p10, v AR p1 (0,10 pF);
100p (100 pF),
470n (470 nF);
10 μ (10 μ F);
4m7 (4,7 mF),

TP 283b 60A M5/N ... otočný tandemový vrstvý potenciometr s lineárním průběhem odporu dráhy 2x 500 k Ω s délkou ovládacího hřídele 60 mm a s hladkým zakončením hřídele.

U rezistorů s proměnným odporem se uvádí průběh odporové dráhy: N - lineární, G - logaritmický, E - exponenciální.

Na trhu je velké množství součástek různých výrobců, kteří používají různá značení typů. U českých součástek začíná např. typové označení keramických kondenzátorů písmeny TK... a elektrolytických TE... . Proměnné rezistory jsou nejčastěji značeny TP... a pevné rezistory písmeny TR... nebo WK... .

U kondenzátorů se lze setkat i se starým značením, u něhož byl základní jednotkou pikofarad. Při tomto značení je kapacita jeden milifarad (1000 μ F) označena jako 1G.

Rezistory

Základní vlastností těchto součástek je jejich elektrický odpor. Definuje se

přesností, stabilitou, největší dovolené napětí na vývodech, šum, teplotní a napětový součinitel odporu, dovolené zatížení a kmitočtová závislost odporu. Nejmenší dovolená napětí (např. 150 V) a zatížení (např. 0,1 W) mají rezistory pro plošnou montáž (viz AR B5/1995). U miniaturních rezistorů bývá dovolené zatížení 0,125 až 0,5 W a jmenovité napětí 300 V. Pro velké výkony se používají drátové rezistory a pro vysoká napětí speciální rezistory. Orientačně lze dovolený výkon odhadnout z velikosti součástky, protože větší součástka má větší povrch, který umožňuje lepší odvod tepla do okolí. Se zvyšující se teplotou okolí se dovolené zatížení zmenšuje pro horší odvod tepla. V zapojeních, která pracují s malými signály, se rušivě uplatňuje vlastní šum rezistoru. Šum se udává v mikrovoltech na volt přiloženého napětí. Nejmenší šumí drátové a metalizované rezistory (0,05 μ V/V) a nejvíce vrstvé uhlíkové rezistory (10 μ V/V). Z proměnných rezistorů mají dobré vlastnosti cermetové a drátové potenciometry.

Při vyšších kmitočtech se rušivě uplatňuje parazitní kapacita rezistoru, kterou si lze představit jako paralelně připojený kondenzátor k vlastnímu rezistoru. Od určitého tzv. mezního kmitočtu (přibližně 100 MHz) se začne impedance rezistoru zmenšovat, protože reaktance parazitní kapacity je při vysokém kmitočtu malá a rezistor „zkratuje“. Protože mezní kmitočet je nepřímo úměrný časové konstantě $\tau = RC$, projeví se tento jev dříve u rezistorů velkých odporů. V praxi se lze proto setkat s tzv. kmitočtově kompenzovanými děliči napětí. U těchto děličů se uměle zvětšuje parazitní kapacita rezistorů menších odporů tak, aby všechny rezistory děliče měly stejný mezní kmitočet. Pak je přenos děliče kmitočtově nezávislý.

Napětíová i teplotní závislost odporu rezistorů je malá a lze ji většinou zanedbat.

Varistory

Varistory jsou nelineární napětově závislé rezistory, jejichž odpor se od určitého napětí prudce zmenší. Používají se proto k přepětové ochraně citlivých přístrojů. Krátký vysokonapětový impuls „ořežou“ a rušivé vysoké napětí se nedostane do napájecích obvodů. Vzhledem k tomu, že krátkodobě snesou velmi velké proudy a odezva je rychlá, jedná se o velmi účinnou a přitom jednoduchou ochranu. Např. ERZC14DK391 pro jmenovité napětí 230 V má

$$U_{\max} = 390 \text{ V a } I_{\max} = 4500 \text{ A.}$$

Jedná o polovodičovou součástku, používanou již od dvacátých let.

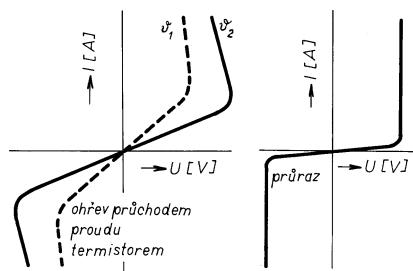
Termistory

Opět se jedná o nelineární rezistory tentokrát s velkou teplotní závislostí odporu. Jestliže se odpor s teplotou zvětšuje, nazývá se součástka pozistor (PTC), jestliže se zmenšuje, negistor (NTC). Odpor se s teplotou mění i v rozsahu několika řádů. Termistor se zahřívá i proudem, který jím protéká, proto je ampérvoltová charakteristika nelineární. Termistory se používají obvykle k vyhodnocení změny teploty. Např. pod názvem „odporové tep-

lotní čidlo" (KTY10) se prodává přesný jednoprocenní převodník teplota-odpor. Zajímavé zapojení, ve kterém termistor omezuje špičku proudu protékajícího žárovkou při zapnutí, bylo uvedeno v AR A1/93.

Příklad 5: Omezení zapínacího proudu žárovkou

Termistor je zapojen do série se žárovkou, proto omezí proudovou špičku svým velkým odporem za studena. Po zahřátí se jeho odpor zmenší a termistor nebrání průchodu proudu do žárovky. Musí se použít výkonový termistor, např. NR380 100RE (100 Ω/2,5 A). Uvažujeme-li žárovku 100 W/220 V, která má jmenovitý odpor vlákna $R = 484 \Omega$ ($R = U^2/P$, $220^2/100$), lze očekávat za studena odpor dvanáctkrát menší, $R/12 = 40,3 \Omega$. Teoreticky maximální možný proud $I_{\max} = 7,7 \text{ A}$ ($I_{\max} = U_{\max}/R$, $220\sqrt{2}/40,3$) se objeví, když spínač sepně při U_{\max} síťového napětí. Jmenovitý proud žárovkou $I_{jm} = 0,45 \text{ A}$ ($100/220$) je sedmáctkrát menší a není tedy divu, že se žárovka většinou zničí v okamžiku sepnutí spínače. Termistor NR380 100RE omezí maximální proudovou špičku na 2,2 A ($220\sqrt{2}/140,3$) a protože za tepla má termistor nejméně desetkrát menší odpor (10Ω), je možné ztrátový výkon termistoru (2 W) vzhledem k výkonu žárovky zanedbat ($I_{\text{ter}} = (220/(484 + 10)) \text{ A}$, $P_{\text{ter}} = 10I_{\text{ter}}^2 [\text{W}]$).



Obr. 24. Voltampérové charakteristiky nelineárních rezistorů: a) termistoru NTC (teplota okolí $\theta_1 > \theta_2$), b) varistoru

Fotorezistory

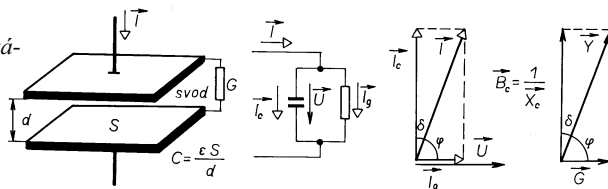
Fotorezistory jsou polovodičové rezistory, u nichž se využívá zvětšení vodivosti citlivé vrstvy po osvětlení. Používají se k měření a u zapojení ovládaných změnou osvětlení. Mají různou spektrální citlivost podle typu a většinou poměrně dlouhou dobu zotavení - proto se nehodí do zařízení s rychlou změnou intenzity světla, jako je např. optický přenos dat.

Kondenzátory

Nejdůležitější vlastností kondenzátorů je kapacita a dalším důležitým parametrem je jmenovité napětí kondenzátoru. Vlastnosti kondenzátoru ovlivňuje izolační odpor dielektrika. Pro většinu případů vystačíme s jednoduchým náhradním schématem, u kterého modelujeme nedokonalost izolantu paralelním připojením vodivosti dielektrika k ideálnímu kondenzátoru (obr. 25).

Z fázového diagramu vyplývá, že posuv φ mezi proudem a napětím je menší než 90° . Kvalita kondenzátoru se vyjadřuje pomocí ztrátového činitele $\text{tg } \delta$ ($\text{tg } \delta = G/X_C^{-1}$, $\text{tg } \delta = 1/\omega RC$). Úhel δ je

Obr. 25. Model kondenzátoru



doplňk k úhlu φ do 90° . Protože tento údaj je závislý na kmitočtu, je nutné kmitočet uvádět. Pro jiný kmitočet je možné $\text{tg } \delta$ jednoduše přepočítat z uvedeného vztahu.

U kondenzátorů, určených pro stejnosměrný proud, se udává svodový proud dielektrikem, což je parametr, charakterizující jakost kondenzátoru. Kapacita C kondenzátoru je přímo úměrná ploše S elektrod a materiálové konstantě, tzv. permitivitě ϵ , kterou se charakterizuje schopnost dielektrika vázat náboj. Nepřímou úměrná je vzdálenosti elektrod d ($C = \epsilon S/d$). Podle materiálu izolantu se kondenzátory dělí na keramické, plastové, elektrolytické atd.

U elektrolytických kondenzátorů je izolant tvořen velmi tenkou elektrolytickou získanou vrstvičkou oxidu. Vzhledem k nepatrné tloušťce izolantu se tyto kondenzátory vyznačují velmi velkou kapacitou. Jsou však citlivé na překročení jmenovitého napětí a na přepólování. Při opačné polaritě napětí přiloženého na kondenzátor se kondenzátor chová jako odpor a vznikající tepelný výkon může vyvolat změnu skupenství elektrolytu a explozi kondenzátoru. Kmitočtové vlastnosti elektrolytických kondenzátorů nejsou příliš dobré a rovněž jejich časová stálost je většinou malá. Pokud se elektrolytické kondenzátory delší dobu nepoužívají, je vhodné je před použitím „zformovat“ opakovaným nabitím a vybitím.

Zajímavým jevem je dielektrická absorpce. Část náboje je v dielektriku vázána tak, že ji nelze rychle odvést nebo pomítnout kondenzátorem. Lze se o tom přesvědčit jednoduchým pokusem, při kterém nabitý kondenzátor krátkodobě zkratujeme a pak změříme napětí na kondenzátoru. Přestože je časová konstanta zkratu nulová a kondenzátor by se měl teoreticky okamžitě vybit, zůstane částečně nabitý. Tento jev prodlužuje teoretickou nabíjecí dobu kondenzátoru a je nutné s ním počítat např. u časových spínačů, založených na nabíjení kondenzátorů.

Nejkvalitnější jsou elektrolytické tantalové kondenzátory, které mají i dobré kmitočtové vlastnosti. Pro většinu aplikací ovšem vyhoví i běžné „hliníkové“ provedení. Elektrolytické kondenzátory se používají především k filtraci zvlnění stejnosměrného napětí zdrojů a všude tam, kde je zapotřebí velká kapacita (vazební kondenzátory u nf zařízení apod.). V současné době se vyrábějí i elektrolytické kondenzátory s kapacitou až několik faradů, většinou pro napětí do 3 V (mají

velký sériový odpor). Vyrábějí se však již kondenzátory s kapacitou řádu 1000 faradů, s nimiž se počítá jako s náhradou chemických akumulátorů.

Dalšími druhy kondenzátorů jsou keramické a plastové kondenzátory. Moderní plasty umožňují konstruovat kondenzátory s velmi dobrými parametry.

K přesnému nastavení kmitočtu rezonančních obvodů se používají malé, obvykle keramické dolaďovací kondenzátory. Ve starších přijímačích a generátorech se lze setkat s ladicími kondenzátory, u nichž se mění kapacita zasouváním desek rotoru mezi desky statoru.

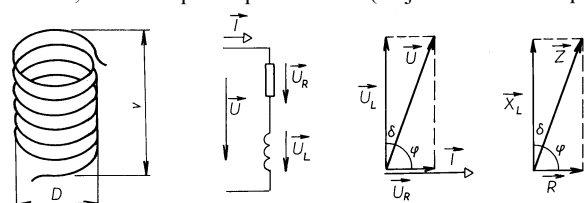
Zajímavou součástí je varikap neboli kapacitní dioda. Při polarizaci diody v závěrném směru se vytvoří mezi anodou a katodou oblast bez volných nosičů náboje. Tato oblast představuje dielektrikum kondenzátoru, jehož šířku (a tedy i kapacitu kondenzátoru) je možné měnit velikostí závěrného napětí. Varikapy se používají v ladicích obvodech přijímačů.

Součástky s indukcí, cívky

Mezi tyto součástky patří vše, co obsahuje vinutí (cívku) a tedy i indukčnost, např.: elektromotor, transformátor, relé, elektromagnet, zvonek atd. Většinou se snažíme v obvodech cívky nepoužívat, protože jejich zhotovení je obvykle pracné a jejich vlastnosti jsou ovlivněny způsobem a pečlivostí provedení. Odpor závitů nelze na rozdíl od vodivosti dielektrika kondenzátoru téměř nikdy zanedbat a cívku je zapotřebí vždy uvažovat jako sériové spojení ideální cívky s indukčností L a odporu R vinutí. Při vyšších kmitočtech se navíc projevují parazitní kapacity mezi závitů cívky a cívka má proto po překročení rezonančního kmitočtu vlastnosti kondenzátoru (obr. 26).

Kvalita cívky se udává činitelem jakosti Q , což je tangenta fázového posuvu φ ($\text{tg } \varphi = X_L/R$, $\text{tg } \varphi = \omega L/R$). Indukčnost cívky lze značně zvětšit použitím např. feritového jádra s velkou permeabilitou, což je konstanta, popisující magnetické vlastnosti látky. U feritů se udává tzv. indukční konstanta A_L [nH]. Je to indukčnost, kterou by měl jeden závit cívky na daném feritovém jádře. Vynásobíme-li tuto konstantu druhou mocninou počtu závitů N , dostaneme přibližně indukčnost cívky: $L = A_L N^2$.

Velmi dobré vlastnosti mají hrníčková jádra. Celé vinutí je obklopeno magneticky vodivým feritem a to umožňuje získat u cívky či transformátoru maximální indukčnost při minimálním objemu.



Obr. 26. Model cívky: odpor vinutí $R = \rho l/S$, kde ρ je měrný odpor, l délka a S průřez drátu, $L = (\pi^2 D^2 N^2)/10^7 \text{ v}$

Transformátory a tlumivky pro nízké kmitočty jsou většinou vinuty na železném jádře, složeném z transformátorových plechů. Z bezpečnostních důvodů je vhodné dávat přednost transformátorům s dvoukomorovým cívkovým tělískem. Tlumivky s malou indukčností je možné dnes zakoupit navinuté i na malém feritovém jádře.

Velmi podrobně byla problematika cívek a transformátorů zpracována v AR řady B č. 2 a 3/1995.

Relé jsou spolehlivé součástky, umožňující bezpečně galvanicky oddělit elektrické obvody. Malým proudem se ovládá elektromagnet, přepínající dva nebo celou soustavu výkonových kontaktů. V dnešní době se vyrábějí i miniaturní relé, vhodná k zapájení do desek s plošnými spoji. Oproti modernějším polovodičovým spínacím součástkám má relé dosud nepřekonanou jak vodivost v sepnutém stavu, tak odpor při rozpojených kontaktech. Navíc s ním lze realizovat jednoduše i složité přepínací obvody s velkým počtem kontaktů.

Zajímavou součástkou je jazyčkové relé, které nemá klasický elektromagnet, ale pouze vinutí, které zmagnetuje kontakty tak, že se vzájemně přitáhnou. Ve výprodeji lze někdy koupit i samotné kontakty (ve skleněném pouzdru), které lze ovládat přiblížením magnetu.

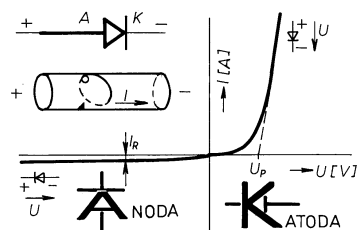
Značení polovodičových součástek

Prvním písmenem se značí zpravidla materiál polovodiče, což je v dnešní době převážně křemík. Naše součástky mají pro křemík písmeno K a zahraniční součástky písmeno B. Druhé písmeno určuje blíže polovodičovou součástku např.: A... detekční dioda, Y... usměrňovací dioda, Z... Zenerova dioda, C... nízkofrekvenční či univerzální tranzistor, D... nf výkonový tranzistor, U... výkonový spínací tranzistor, S... spínací tranzistor, atd. Dále může následovat další písmeno a číslo, přesně určující součástku. Jako příklady lze uvést: KT708, KY132/80, KU605, BD140, BUZ10, BZY011 atd.

Bohužel ne každý výrobce tento systém značení používá - proto je situace v označování součástek nepřehledná.

Polovodičové diody

Jsou součástky, které vedou proud pouze jedním směrem. V naší analogii s vodou by dioda představovala zpětný ventil, tzv. žabí klapku. Proud diodou projde až od určitého napětí přechodu. Toto prahové napětí U_p je závislé na materiálu polovodiče a u křemíku je asi 0,65 V. V závě-



Obr. 27. Dioda a její charakteristika (A - anoda, K - katoda)

ném směru protéká diodou nepatrný zbytkový proud I_r . Při velkém napětíovém namáhání se může polovodičový přechod diody prorazit a tím zničit.

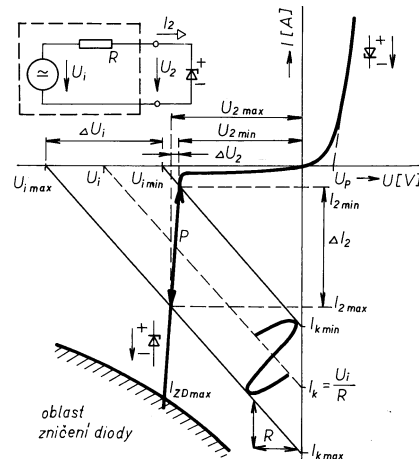
Schopnosti diody vést proud pouze jedním směrem se využívá k usměrňování proudu. Při usměrňování se mění střídavé napětí na stejnosměrné. Usměrňovací diody jsou konstruovány pro velké proudy v propustném směru (A až kA) a pro velká závěrná napětí (až kV). Plocha přechodu je tedy velká a proto se tyto diody vyznačují i větší kapacitou. Z tohoto důvodu se používají pouze pro napětí nižších kmitočtů (do 400 Hz). Při vyšších kmitočtech se účinnost usměrňovače s běžnými diodami zmenšuje, protože parazitní kapacita se nabíjí a vybíjí a usměrňovač přestává usměrňovat. S tím souvisí i problematika komutace neboli změny proudu diodou.

Přechod z vodivého do nevodivého stavu diody trvá určitou dobu a po tuto tzv. zotavovací dobu protéká diodou velký závěrný proud. Zjednodušeně lze děj přirovnat k průběhu proudu nabíjecího kondenzátoru (obr. 8). Tento průběh se v místě maximálního proudu vyznačuje ostrým zlomem s následným rychlým poklesem. Protože dioda bývá nejčastěji zapojena do obvodu s cívkou (indukčností) (transformátorem), vznikají indukci velmi velké rušivé špičky napětí ($u_i = L \Delta I / \Delta t$). Toto napětí se přičítá k závěrnému, protože se podle indukčního zákona snaží udržet elektromagnetické pole indukčnosti a tedy i stávající proud v obvodu. Kromě nežádoucího zvětšení závěrného napětí, které ohrožuje polovodičovou součástku průrazem, způsobují tyto špičky vysokofrekvenční rušení. U můstkových usměrňovačů vzniká z důvodu časové prodlevy při vypnutí diody dokonce krátkodobý zkrat transformátoru, protože po dobu komutace jsou obě diody otevřeny současně. Ze vztahu pro indukované napětí vyplývá, že děj je výraznější při větších prouděch a při vyšších kmitočtech ($\Delta I / \Delta t$). Z větší části lze rušení odstranit přemostěním usměrňovače (diody) malým keramickým kondenzátorem. Elektrolytický kondenzátor, který bývá součástí zdroje, nestačí, protože nemá vhodné vysokofrekvenční vlastnosti. Pro spínané zdroje, které pracují na vyšších kmitočtech (100 kHz), je nutné použít speciální rychlé diody. U diod pro všeobecné použití, které mají mnohem menší parazitní kapacitu a pracují s podstatně menšími proudy, se uvedené problémy vyskytují až při mnohem vyšších kmitočtech. Existují i speciální vysokofrekvenční diody, schopné zpracovávat signál o kmitočtu několika desítek gigahertz.

U některých aplikacích se využívá teplotní závislosti přechodu p-n. Prahové napětí diody se zmenšuje se zvyšující se teplotou se strmostí 2 mV/K a zároveň se zvětšuje závěrný proud.

Další často používanou diodou je stabilizační (Zenerova) dioda. U této diody nastává průraz polovodičového přechodu při malém závěrném napětí U_z . Protože je průrazné napětí malé, může diodou protékat velký proud I_z , aniž by se dioda

zničila velkým výkonovým zatížením ($P = UI$). Protože v oblasti průrazu je charakteristika diody téměř kolmá na osu napětí, nemění se napětí na diodě ani při velkých změnách proudu diodou. Toho se využívá při stabilizaci napětí. Do série s diodou se zapojuje srážecí rezistor. Kolísání vstupního napětí nebo případného odběru proudu do spotřebiče sice způsobí kolísání proudu v obvodu, ale napětí na diodě zůstane téměř konstantní.



Obr. 28. Stabilizátor se Zenerovou diodou; dynamický odpor r_D diody

$$r_D = \Delta U_z / \Delta I_z$$

V elektronických zapojeních se používají i luminiscenční, svítivé diody (LED), u nichž se při průchodu proudu polovodičovým přechodem uvolňuje světelná energie. Tyto diody se vyrábějí z různých materiálů a proto mají různá prahová (přední) napětí, obvykle větší než 1,6 V. Diody nejsou určeny k usměrňování a v závěrném směru se nesmějí zatěžovat větším napětím než asi čtyři až pět voltů. Kromě obyčejných LED se prodávají LED s malým příkonem ($I_f = 2$ mA), LED s velkým svitem, jejichž svítivost je asi stokrát větší než obyčejných LED (v některých aplikacích tyto diody už úspěšně nahrazují žárovky), blikající a další LED (viz seriál v AR 95 řady A v rubrice R15).

K opačnému jevu než u LED dochází u fotodiody. Při dopadu fotonu do oblasti polovodičového přechodu vzniká pár elektron-díra a fotodioda může pracovat jako zdroj. Častěji se však využívá téměř lineární závislosti závěrného proudu na osvětlení diody. Na rozdíl od fotorezistorů jsou fotodiody mnohem rychlejší a proto se hodí i pro přenos rychlých změn signálu.

Spojení LED a fotodiody nebo fototranzistoru v jednom pouzdrě se nazývá optický vazební člen (opton) a používá se ke galvanickému oddělení obvodů. Optická vazba umožňuje elegantně řešit oddělení zemí, problémy rušení a bezpečnost zařízení oddělením části přístroje od nebezpečného napětí.

U většiny pouzder diod je označen vývod katody. Některá kovová pouzdra mají na připevňovací šroub vyvedenu katodu a jiná anodu, aby bylo možné přišroubovat na společný chladič opačně zapojené diody. Prodávají se i dvojice nebo četveřice usměrňovacích diod v jednom pouzdrě, aby se maximálně zjednodušila konstrukce usměrňovače.

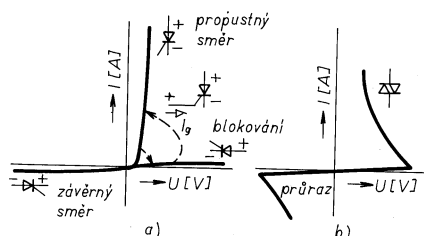
Ke zkoušení diod je vhodný zdroj proudu, kterým jsou vybaveny některé multimetry. Tímto zdrojem lze zkoušet i luminiscenční diody, které se při správné polaritě rozsvítí. Není-li tento zdroj k dispozici, je nutné vzhledem ke tvaru charakteristiky diody zapojit do série se zdrojem napětí omezovací odpor, protože jinak i velmi malá změna napájecího napětí vyvolá velkou změnu proudu a diodě hrozí zničení (podrobněji v AR řady A, rubrika R15 koncem minulého roku).

Tyristory, triaky, diaky

Tyristory jsou několikvrstvé polovodičové součástky, které se chovají jako řízené diody. V analogii by tyristor představoval zpětný ventil, doplněný pojistkou proti otevření. Po uvolnění pojistky (přivedení napětí na řídicí elektrodu G) se tyristor otevře, zavře se až po přerušení proudu v obvodu. V závěrném směru se tyristor chová jako obyčejná dioda. Zapojí-li se antiparalelně dva tyristory, bude je možné sepnout při obou polaritách napětí. Stejně se chová „obousměrný tyristor“, tzv. triak.

Triaky se používají k téměř bezetržtové regulaci střídavého výkonu. Regulace spočívá v tom, že se na spotřebič přivádí pouze část sinusového průběhu signálu, nebo celistvé periody napětí s mezerami.

Tyristor se může uvést do vodivého stavu i průrazem při nadměrném zvětšení blokovacího napětí. Na tomto principu jsou založeny obousměrné tyristory bez řídicí elektrody, tzv. diaky. Často se používají v řídicích obvodech tyristorů k sepnutí obvodu po dosažení určitého napětí. Existují i tyristory a triaky řízené světlem. „Optotriaky“ s vnitřním optickým oddělením řídicí elektrody se prodávají i pod názvem polovodičová relé.



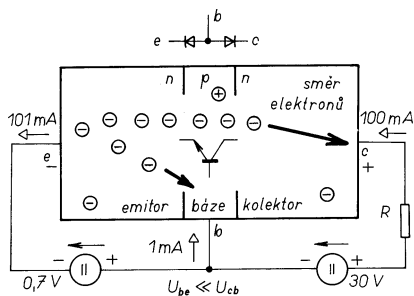
Obr. 29. Tyristory (a), diaky (b)

Bipolární tranzistory

Tranzistor je nejpoužívanější zesilující elektronická součástka (1947 W. Shockley, J. Bardeen, W. H. Brittain). Podle druhu vodivosti rozeznáváme tranzistory n-p-n a p-n-p. Jejich správné zapojení do obvodu je patrné z obr. 18. Šipkou je ve značce tranzistoru naznačen směr protékajícího proudu. Protože proud protéká od kladného pólu zdroje k zápornému, je poměrně jednoduché zapamatovat si správnou polaritu zdrojů v obvodu.

Z označení tranzistoru plyne, že se skládá ze tří vrstev polovodiče a musí tedy obsahovat dva polovodičové přechody n-p. Tranzistor si lze tedy představit jako dvě diody zapojené do série proti sobě. V propustném směru je zapojen přechod báze-emitor a v závěrném směru přechod báze-kolektor. Konstrukčně je tranzistor řešen tak, aby při správném za-

pojení byla báze „zahlcena“ nosiči náboje z emitoru. Pak jsou ve všech vrstvách tranzistoru stejné nosiče náboje a tranzistorem může protékat proud i přes závěrně polarizovaný přechod kolektor-báze. Protože na závěrně polarizovaný přechod c-b je možné připojit mnohem větší napětí než na propustně zapojený přechod b-e, je i proud protékající kolektorem mnohem větší než malý proud do báze. Změnou malého proudu báze lze tedy ovládat velký proud kolektoru a tranzistor může pracovat jako zesilovač proudu. Protože proud do báze je vyvolán napětím na přechodu b-e a výstupní proud lze pomocí rezistoru převést na napětí, může tranzistor zesilovat i napětí a výkon. energii do obvodu dodává napájecí zdroj.



Obr. 30. Tranzistorový jev

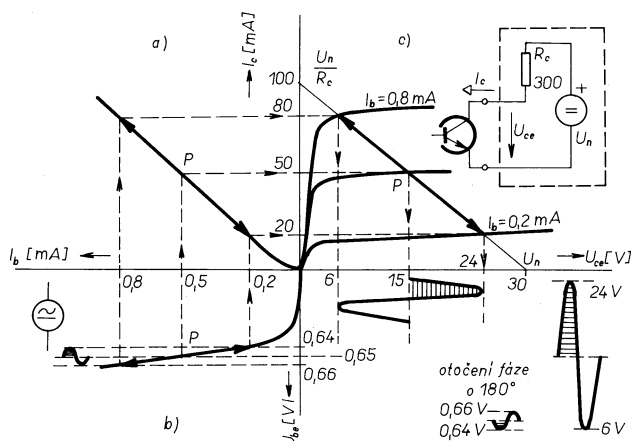
Protože tranzistorem protéká proud pouze tehdy, je-li vstupní dioda báze-emitor polarizována v propustném směru, je výstupní napětí stejnosměrné a tranzistor bude vstupní střídavé napětí usměrňovat. Většina zesilovaných signálů jsou signály střídavé a proto se při zesilování střídavého napětí zesiluje zvlášť kladná část signálu tranzistorem n-p-n a zvlášť záporná část signálu tranzistorem p-n-p (tzv. zesilovač třídy B). Jinou možností je přeměna střídavého napětí na stejnosměrné proměnné „podložením“ stejnosměrným napětím (tzv. zesilovač třídy A).

U skutečného zapojení zesilovače bývá zvykem, že vstupní a výstupní napětí má společný vodič s napájecím zdrojem, tzv. zem. Z druhého Kirchhoffova zákona plyne, že i po úpravě zapojení zůstane zachována správná polarita přechodu kolektor-báze (obr. 18 a 20). Takto upravené zapojení se nazývá zapojení se společným emitorem. Zvětšení vstupního napětí U_{be} vyvolá zvětšení vstupního proudu I_b a tedy i výstupního proudu I_c . Zvětšení I_c způsobí větší úbytek napětí na zatěžova-

cím rezistoru R_c , výstupní napětí se však musí na základě druhého Kirchhoffova zákona zmenšit: $U_{ce} = U_n - R_c I_c$. Obdobně lze odvodit, že při zmenšení vstupního napětí se zvětší napětí výstupní. Budeme-li zesilovat signál sinusového průběhu se stejnosměrnou složkou, bude proměnná část výstupního napětí vzhledem k vstupní sinusovce záporná a tedy posunutá o 180° .

Protože u tranzistoru se vzájemně ovlivňuje několik veličin, nelze na dvojrozměrné ploše vystačit s jednou charakteristikou a zakresluje se proto celá soustava charakteristik, obvykle čtyři charakteristiky do společného obrázku. Vlevo se kreslí charakteristiky měřené při konstantním výstupním napětí U_{ce} a napravo měřené při konstantním vstupním proudu I_b . Za nejdůležitější lze považovat vstupní a výstupní charakteristiky, vstupní je určena jako závislost vstupních veličin při konstantním výstupním napětí: $I_b = f(U_{be})$ při $U_{ce} = \text{konst.}$, výstupní jsou definovány jako: $I_c = f(U_{ce})$ při $I_b = \text{konst.}$ Jsou to tedy závislosti výstupních veličin I_c a U_{ce} při neměnném vstupu. Převodní charakteristika svým sklonem určuje proudové zesílení ($h_{21e} = \Delta I_c / \Delta I_b$) tranzistoru. Zpětná převodní charakteristika se většinou nekreslí. Tato charakteristika je téměř rovnoběžná s osou napětí U_{ce} , z čehož vyplývá, že vstupní napětí téměř nezávisí na výstupním napětí. Z výstupních charakteristik lze vyčíst to, že tranzistor se na výstupu chová jako zdroj proudu I_c , řízený vstupním proudem I_b . Velikost I_c přitom téměř nezávisí na U_{ce} .

Tranzistor lze použít i jako spínač stejnosměrného napětí. Na rozdíl od tyristoru je stav spínače stále ovládan řídicí elektrodou. Při vyšších kmitočtech spínání je zapotřebí i u tranzistoru řešit problematiku komutace a používat speciálně konstruované spínací tranzistory s malou parazitní kapacitou. Parazitní kapacita závěrně polarizovaného přechodu kolektor-báze představuje i nežádoucí zápornou zpětnou vazbu, omezující zesílení tranzistoru při vyšších kmitočtech. Definuje se tranzitní kmitočet f_T tranzistoru, při němž se zesílení zmenší na jedničku a signál tranzistorem pouze prochází. Při zpracování velmi malých signálů je důležitým parametrem i vlastní šum tranzistoru.



Obr. 31. Zesilování napětí v síti charakteristik: a) převodní, b) vstupní, c) výstupní charakteristika

Tranzistory se vyrábějí v plastových nebo kovových pouzdech. Bývalo zvykem označit na pouzdře emitor a umístit vývod báze doprostřed mezi kolektor a emitor - to však dnes již neplatí. U výkonových tranzistorů v kovovém pouzdře bývá kolektor vyveden na pouzdro tranzistoru. Není-li k dispozici katalog se zapojením vývodů, lze stejným způsobem jako u diod určit správnou polaritu přechodů. Problémem zůstává rozlišit kolektor od emitru, protože tranzistor může principiálně pracovat i inverzně. V inverzním režimu má tranzistor menší zesílení, což lze využít k rozlišení emitru a kolektoru.

Unipolární tranzistory

Tranzistory řízené polem (FET) jsou řízeny napětím a proto výkonově nezatěžují vstupní obvod. Řídicí napětí přivedené na řídicí elektrodu (gate) vytváří v polovodiči oblast příčného elektrického pole, které zužuje nebo rozšiřuje vodivý kanál mezi kolektorem (drain) a emitrem (source). Změna průřezu kanálu způsobuje změnu odporu tranzistoru a umožňuje tak regulovat kolektorový proud I_d . V analogii s vodou si lze FET představit jako plovákový ventil ve splachovací nádrži. Se zvětšující se výškou hladiny (napětím na řídicí elektrodě) se „kohout“ přivírá a omezuje se proud vody.

Vyrábějí se tranzistory MIS (MOS) s izolovaným hradlem a tranzistory JFET, u nichž je řídicí elektroda izolována závěrně polarizovaným přechodem p-n. Protože přes izolovanou vstupní elektrodu neprotéká téměř žádný proud, vyznačují se tyto tranzistory extrémně velkým vstupním odporem.

Tato výhodná vlastnost má i svůj rub, protože způsobuje choulostivost těchto tranzistorů na elektrostatické pole. Člověk se snadno nabije elektrostatickou elektřinou i na napětí několika kilovoltů. Vzhledem k tomu, že náboj je nepatrný, nemůže poškodit bipolární tranzistory. Velký vstupní odpor unipolárních tranzistorů však způsobuje, že i tento nepatrný náboj se vybíjí pomalu a napětí na kapacitě lidského těla se nezmenší dostatečně rychle (obr. 9). Vysoké napětí pak prorazí tenkou izolační vrstvičku pod řídicí elektrodou a tím zničí tranzistor. Některé unipolární součástky mají proto na vstupu zapojeny ochranné diody, omezující rozsah vstupního napětí na bezpečnou velikost. I přes to se doporučuje zacházet s unipolárními součástkami opatrně. Součástky by se měly uchovávat se zkratovanými vývody a pájet opatrně a to jako poslední.

Kromě obvyklých tranzistorů se vyrábějí i výkonové tranzistory řízené polem pro proudy několika desítek ampér. Protože tranzistory jsou řízeny napětím, je možné je řadit paralelně pro dosažení většího výkonu. Na rozdíl od výkonových bipolárních tranzistorů netrpí unipolární tranzistory tzv. druhým průrazem a ve spínacích obvodech odpadá problém komutace, protože do vstupu neteče proud.

Vzhledem k dobrým vlastnostem tranzistorů FET se dá očekávat, že se jejich používání v budoucnu ještě více rozšíří.

Chlazení polovodičových součástek

S rostoucí teplotou se zvětšuje vodivost polovodiče. V nejnepříznivějším případě může zvětšení vodivosti vyvolat zvětšení proudu součástkou a její další zahřátí. Další zvětšení proudu směřuje ke zničení součástky (kladná zpětná vazba). Při vyšších teplotách se navíc prudce zmenšuje spolehlivost zařízení a proto je zapotřebí výkonové součástky chladit.

Tepelná ztráta součástky se určí jednoduše vynásobením napětí na součástce s proudem protékajícím součástkou. Pro konstantní výkon je grafem této závislosti hyperbola. Tato závislost vysvětluje velkou účinnost tyristorových regulátorů a spínacích zdrojů. V těchto obvodech totiž polovodičové součástky pracují ve spínacím režimu. V sepnutém stavu protéká součástkou sice velký proud, ale úbytek napětí na ní je malý - v rozpojeném stavu je sice na součástce velké napětí, proud je však zanedbatelný.

Vzhledem k velikosti povrchu pouzdra jsou součástky schopny odvést do okolí jen určitý tepelný výkon. Protože existuje analogie mezi elektrickým a tepelným obvodem, definuje se tepelný odpor $R_{th} = (T_2 - T_1)/P$. Příčinou tepelného proudu (výkonu P) je rozdíl teplot. Má-li kovový stabilizátor MA7805 uveden tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a okolím $R_{thja} = 35 \text{ K/W}$, znamená to, že bez chladiče je pouzdro schopné odvést do okolí ztrátový výkon 3 W. Předpokládá se, že přechod snese až 125°C a v okolí je pokojová teplota 25°C ($100/35$). V katalogu je dále uveden tepelný odpor mezi přechodem a pouzdrem $R_{thjc} = 4 \text{ K/W}$. Tento tepelný odpor nelze ovlivnit, je však možné podstatně zmenšit tepelný odpor mezi pouzdrem a okolím, umístíme-li součástku na chladič. Tepelný odpor chladič-okolí je přes stykový odpor pouzdro-chladič připojen paralelně k odporu pouzdro-okolí. Vzhledem k tomu, že tepelný odpor chladiče bývá mnohem menší než odpor pouzdra, není zapotřebí počítat paralelní kombinaci odporů. Za výsledný tepelný odpor se bere součet odporů přechod-pouzdro a chladič-okolí. Stykový odpor se rovněž neuvažuje, protože je většinou malý ($0,2 \text{ K/W}$). Je-li součástka na chladič připevněna přes sliďovou izolační podložku, zvětší se stykový odpor na 1 K/W a je nutné ho započítat do celkového odporu.

Přesný návrh chladiče je matematicky značně náročný a v praxi se většinou vychází ze změřených teplotních charakteristik chladičů. Nejdříve se ze ztrátového výkonu součástky, uvažovaného za nejnepříznivějšího stavu, určí celkový tepelný odpor. Od tohoto odporu se odečte odpor přechod-pouzdro a případně i stykový odpor mezi chladičem a pouzdrem. Nyní stačí najít chladič s vyhovujícím tepelným odporem. Většinou stačí velikost chladiče odhadnout. Teplota chladiče za provozu nemá překračovat 50°C a to lze snadno zkontrolovat rukou.

Při návrhu chlazení je třeba dbát na prostorové oddělení výkonově namáhaných součástek tak, aby se zbytečně neohřívalo celé zařízení. Chladič má být prostorově orientován tak, aby vzduch mohl proudit mezi žebry chladiče. Styčnou plochu mezi pouzdrem a chladičem je vhodné natřít silikonovou vazelinou. Vazelína umožní lepší přenos tepla, protože zaplní drobné nerovnosti.

Důležitý je i materiál chladiče. Nejlepší tepelnou vodivost má měď a pak hliník. Chladič by se měl natřít anebo jinak povrchově upravit, protože lesklý povrch má mnohem menší tepelné vyzařování. Při extrémních nárocích je možné ofukovat chladič ventilátorem. Vzhledem k cenám je vhodnější nekupovat chladiče nové, ale spíše se poohlédnout po nějakém bazaru, v němž se prodávají i části rozebraných elektronických přístrojů.

Nejpoužívanější integrované obvody

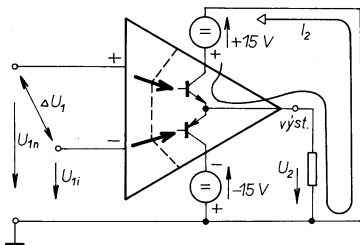
Umístěním elektronického zapojení do malého pouzdra se podstatně zmenší rozměry, energetická spotřeba a zvětší se spolehlivost zařízení. Uvádí se, že spolehlivost integrovaných obvodů, které obsahují několik tisíc až několik stovek tisíc tranzistorů, se příliš neliší od spolehlivosti diskretního tranzistoru. Umístění obvodu na malou plochu polovodičového čipu zlepšuje i teplotní stabilitu zapojení. Složitější obvody (např. mikroprocesory) už ani není možné postavit z diskretních součástek.

Integrované obvody se rozdělují na analogové a číslicové. Za stykové obvody mezi analogovou a číslicovou technikou lze považovat převodníky A/D a D/A. Vzhledem k rozsahu práce se budeme zabývat pouze analogovými obvody. Stejně jako při značení polovodičových součástek je situace ve značení integrovaných obvodů nepřehledná. Výrobci považují za nejdůležitější údaj název firmy a tak je možné koupit stejný obvod pod různým označením. Například už uvedený integrovaný stabilizátor je možné zakoupit pod označením: MA7805, LT7805, LM7805, AN7805, HA7805, KA78T05, L78LR05, MC7805, TA7805S, TDB7805, TL7805C, μ A7805 atd. Lze předpokládat, že písmeno A znamená analogový a písmeno L lineární obvod. Písmeno u prostřed čtyřčísli blíže určuje dovolené zatížení stabilizátoru. Systém v tom žádný není a předpokládá se, že když se napíše 7805, všichni vědí, že se jedná o stabilizátor kladného napětí s výstupním napětím 5 V.

Operační zesilovače

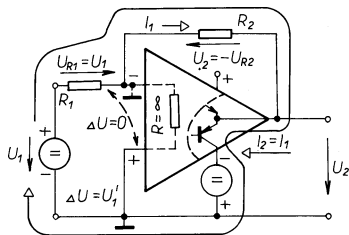
První zapojení OZ s elektronkami realizoval v roce 1948 G. A. Philbrick. Za svůj název vděčí obvody analogovým počítacům, protože původně byly určeny k analogové realizaci matematických operací. Současnou podobu operačních zesilovačů umožnila až technologie integrovaných obvodů. Tyto obvody představují zapojení, jejichž vlastnosti se blíží ideálním zesilovačům. Ideální operační zesilovač se vyznačuje nekonečnou vstupní ($10^{14} \Omega$) a nulovou výstupní impedancí

(10 Ω) a má nekonečné zesílení (10^7). Kmitočtový rozsah zesilovače by měl být rovněž nekonečný (50 MHz) a výstupní napětí musí být lineární funkcí vstupního napětí zesilovače bez rušivého šumu. Špičkové údaje uvedené v závorkách nelze u konkrétních výrobků splnit současně jedním typem obvodu a proto existuje obrovské množství typů zesilovačů. Vyrábějí se operační zesilovače rychlé, přístrojové, širokopásmové, výkonové, s malým šumem, s velkým vstupním odporem atd.



Obr. 32. Koncový stupeň operačního zesilovače (ΔU_1 - rozdílové napětí)

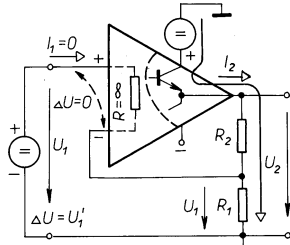
Operační zesilovač zesiluje rozdíl napětí přivedený mezi inverující a neinverující vstup. Je-li větší napětí na inverující vstup, bude výstupní napětí záporné, v opačném případě bude výstupní napětí kladné. Aby mohlo výstupní napětí měnit polaritu, musí být operační zesilovač napájen ze dvou sériově spojených zdrojů (± 15 V). Napájecí zdroje se v zapojení většinou považují za samozřejmé a nekreslí se. Ve většině zapojení je inverující vstup použit pro nastavení zesílení zesilovače pomocí záporné zpětné vazby.



Obr. 33. Inverující zapojení operačního zesilovače

Při inverujícím zapojení operačního zesilovače je výstupní napětí vůči vstupnímu záporné (inverzní). V případě střídavého sinusového napětí to znamená fázový posuv o 180° . Protože zesílení bez zpětné vazby ($A_u' = U_2/U_1'$) se blíží nekonečnu, a výstupní napětí U_2 má konečnou velikost, určenou napájecím napětím, musí se rozdílové napětí U_1' mezi vstupy zesilovače blížit nule ($U_1' = U_2/A_u'$). Protože neinverující vstup je uzemněn, má i inverující vstup stejný potenciál jako zem. Dokonce se lze setkat i s označením virtuální (zdánlivá) zem (čárkovaně je naznačena u inverujícího vstupu). Potenciál je v důsledku zpětné vazby sice stejný, ale inverující vstup je od země oddělen velmi velkou vstupní impedancí. Velikost vstupní impedance umožňuje zanedbat proud do vstupu operačního zesilovače. Při kladném vstupním napětí protéká tedy vstupní proud I_1 , vyvolaný vstupním napětím U_1 , do záporného výstupu zesilovače a jeho velikost lze určit z Ohmova zákona ($I_1 = U_1/R_1$). Napětí na rezistoru R_2 , vyvolané průchodem proudem I_1 , je stejné

velké jako výstupní napětí U_2 . Protože toto napětí má opačný směr vzhledem k výstupnímu napětí U_2 , bude se lišit znaménkem. Po dosazení z Ohmova zákona ($U_1 = R_1 I_1$ a $U_2 = -R_2 I_1$) do vzorce pro zesílení ($A_u = U_2/U_1$) dostaneme jednoduchý vztah: $A_u = -R_2/R_1$. Vstupní impedance celého zapojení není velká. Je dána poměrem vstupního napětí U_1 a vstupního proudu I_1 a je proto rovna R_1 .



Obr. 34. Neinverující zapojení operačního zesilovače (vstupní a výstupní napětí jsou ve fázi)

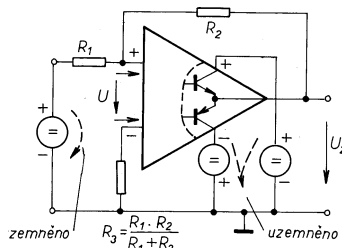
U tohoto zapojení je zachována původní velikost vstupní impedance. Za stejných předpokladů lze odvodit, že výstupní napětí je rovno součtu napětí na rezistorech R_2 a R_1 . Vstupní napětí je na R_1 a rezistory protéká stejný proud I_2 . Dosazením ($U_1 = R_1 I_2$ a $U_2 = R_2 I_2 + R_1 I_2$) získáme vztah: $A_u = (R_1 + R_2)/R_1$. Vztah lze upravit: $A_u = 1 + R_2/R_1$ a pro větší zesílení je možné jedničku zanedbat.

U obou zapojení je tedy zesílení určeno podílem odporů zpětnovazebních rezistorů. Důležité je to, že vlastnosti celého zapojení jsou určeny zpětnou vazbou. V obecném případě lze totiž rezistory R_1 a R_2 nahradit nelineárními součástkami nebo kmitočtově závislými impedancemi a tak určit vlastnosti zesilovače.

Oproti ideálnímu zesilovači mají reálné zesilovače řadu nectností. Jednou z nich je offset, což je nenulové výstupní napětí při nulovém vstupním napětí. Offset není časově stálý a mění se i s teplotou. Tato nestálost se nazývá drift.

Obvody se vyznačují i vstupní napětovou nesymetrií. Ta je naštěstí konstantní a je možné ji kompenzovat doporučeným zapojením výrobce (zpravidla trimrem). U bipolárních obvodů není možné zcela zanedbat proudy do vstupů operačního zesilovače a oba vstupy by měly být proto zatíženy stejnou impedancí.

Vstupní proudy jsou přibližně stejné velké a proto na stejných impedancích vyvolají stejné úbytky napětí. Protože zesilovače zesilují rozdíl napětí U_1' mezi vstupy, nepromítne se vliv těchto úbytků do výstupního napětí. Při některých apli-

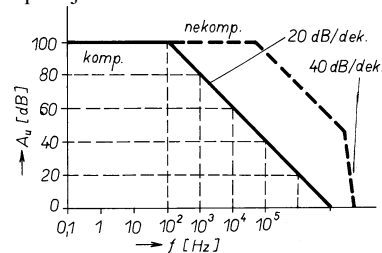


Obr. 35. Kompenzace vstupních proudů; U - rozdílové napětí, vstup zesilovače má konečný vstupní odpor)

kacích je nutné zahrnout vliv těchto proudů i do vzorců pro výpočet zesílení. Odpor kompenzačního rezistoru R_3 se určí jako paralelní kombinace odporu rezistorů R_1 a R_2 . Oba jsou totiž paralelně spojeny přes malé impedance zdrojů na společnou zem.

Vzhledem k malé výstupní impedanci by se měl obvod na výstupu chovat jako zdroj napětí. I z rozměru součástky je zřejmé, že zkratový proud tohoto „zdroje“ bude velmi malý. Modernější obvody mají pojistku proti zničení zkratem na výstupu a u ostatních je zapotřebí zajistit, aby připojované impedance měly alespoň minimální nutnou velikost. Impedanci můžeme zvětšit připojením ochranného rezistoru do série se spotřebičem. Tento rezistor pak omezí maximální odebíraný proud např. na několik miliampérů.

Protože zesilovače mají velmi velké zesílení, uplatňují se značně i nepatrné vnitřní parazitní zpětné vazby. Největší vliv mají parazitní kapacity závěrně polarizovaných přechodů kolektor-emitor vnitřních tranzistorů obvodu. Se zvyšujícím se kmitočtem se reaktance těchto kapacit zmenšuje a záporná zpětná vazba se zvětšuje - proto se zvyšujícím se kmitočtem se zmenšuje zesílení. Od určitého tzv. mezního kmitočtu se zesílení zmenšuje přímo úměrně tomu, jak se zvyšuje kmitočet (20 dB na kmitočtovou dekádu). Kapacita zároveň způsobuje fázový posuv napětí. Problém je v tom, že uvnitř IO je obvod rozdělen do několika zesilovacích stupňů a mezi těmito stupni se uplatňují dílčí parazitní zpětné vazby. Dílčí fázové posuvy se v nepříznivém případě mohou sečíst tak, že změni zápornou zpětnou vazbu v kladnou a obvod se rozkmitá. Výrobce tomu předchází vnitřní kmitočtovou kompenzací nebo doporučuje zapojení pro vnější kompenzací. Vtip je v tom, že tato kompenzace musí začít zmenšovat zesílení dříve, než se uplatní parazitní zpětné vazby. I když výrobci zpravidla neudávají závislost zesílení na kmitočtu, je možné idealizovaný tvar přenosové charakteristiky snadno sestavit z uváděného mezního kmitočtu f_T (tzv. tranzitní frekvence) a ze zesílení bez zpětné vazby. Při f_T je zesílení OZ rovno jedné (zisk 0 dB) a v ideálním případě se zesílení směrem k nižším kmitočtům zvětšuje o 20 dB na dekádu. Ze tvaru charakteristiky plyne, že požadujeme-li širokopásmový zesilovač, musíme se spokojit s menším zesílením.



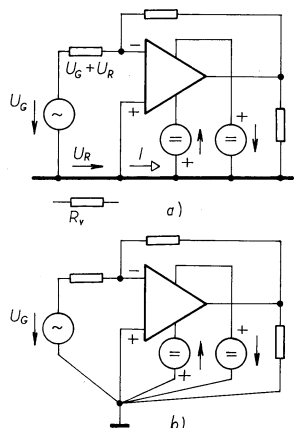
Obr. 36. Princip kmitočtové kompenzace

Napájecí zdroje určují maximální výstupní napětí operačního zesilovače. Výstupní napětí je sice menší o úbytky na výstupních tranzistorech obvodu, ale i tak

se výstupní napětí může rychle měnit ve velkém rozsahu téměř třiceti voltů (± 15 V). Aby rychlé změny požadavků na napájecí obvody zpětně neovlivňovaly další části zapojení a aby se omezil vliv rušení z napájecích obvodů, zapojují se na napájecí přívody v těsné blízkosti pouzder OZ blokovací kondenzátory. Používají se většinou keramické (68 nF) nebo tantalové (1 μ F) kondenzátory.

Se zdroji souvisí i problém zemí. Protože rozdílové napětí U_1' mezi vstupy se při zavedené zpětné vazbě blíží nule, může i malý napájecí proud na nepatrném odporu zemního vodiče vyvolat nežádoucí rušivé napětí U_r , srovnatelné s U_1' . Při návrhu plošných spojů je proto zapotřebí vyloučit zemní smyčky, přes které mohou protékat proudy, nesouvisející se vstupním signálem. Nejvhodnější je rozvádět zem z jednoho společného (sčítacího) bodu k jednotlivým spotřebičům. Sčítací „uzel“ se nejčastěji umísťuje poblíž vstupu operačního zesilovače. Většinou však stačí alespoň rozdělit signálovou a napájecí zem tak, aby byly propojeny pouze v jednom bodě.

U velmi citlivých zařízení je navíc zapotřebí řešit stínění vstupních obvodů před rušivým elektrostatickým a elektromagnetickým polem. Princip je založen na obklopení citlivých částí zařízení elektricky nebo magneticky vodivým materiálem (podle druhu rušení).



Obr. 37. Napájení zesilovačů; R_v - odpor vodiče

a) chybně, b) správně

V katalogu se udává rychlost přeběhu (slew rate), která je definována jako maximální rychlost (časová změna) napětí: $S = \Delta U / \Delta t$. Důsledkem malé rychlosti přeběhu je zkreslení zpracovávaného signálu (sinusovka se např. změní v trojúhelníkový průběh atd.). Pro malé změny přechází uvedený výraz v derivaci napětí podle času a pro sinusový signál platí: $S = d(U_{2\max} \sin(\omega t)) / dt$. Po zderivování je: $S = \omega U_{2\max} \cos(\omega t)$. Maximální strmota sinusového napětí je při průchodu nulou ($t = 0$). Maximální strmota je tedy: $S_{\max} = \omega U_{2\max}$ ($\omega = 2\pi f$). Ze vztahu lze vyjádřit maximální kmitočet signálu, který je zesílen bez zkreslení: $f_{\max} = S / (2\pi U_{2\max})$. Protože tento kmitočet je nepřímo úměrný

amplitudě výstupního napětí $U_{2\max}$, je možné zmenšením výstupního napětí zmenšit zkreslení „rychlých“ signálů.

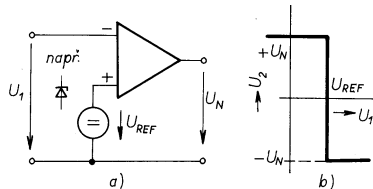
Provozní podmínky zhoršuje i kapacitní zatížení výstupu operačního zesilovače, protože výstup obvodu musí dodat nabíjecí proudovou špičku pro kondenzátor. Pro lineární nabíjení kondenzátoru jsme již odvodili: $U_C = It / C$. Tento vztah platí obecně i pro malé změny (diferenciály), takže je: $du_C = I dt / C$. Dosazením do vzorce pro strmotu ($S = dU / dt$) dostaneme: $S = I / C$. Z tohoto vztahu plyne, že rychlost je zaplácena menším dovoleným kapacitním zatížením výstupu.

Přestože se vyrábí mnoho typů moderních zesilovačů, vyhoví pro většinu běžných aplikací např. dnes již čtvrt století starý obvod MAA741. Dobré vlastnosti mají obvody s unipolárními vstupními tranzistory, např. LF155 (MAC155) anebo TL081 až TL084 (poslední obvod má čtyři operační zesilovače v jednom pouzdře). Cena obvodů není příliš vysoká a jejich použití zjednodušuje návrh i vlastní zapojení obvodu. Většina obvodů může pracovat i při nesymetrickém napájení (obdobu zapojení tranzistoru ve třídě A).

Operační zesilovače jsou nejrozšířenější integrované obvody, jejich typů je jistě mnoho set až tisíc a používají se v obrovském množství různých zapojení. Pro uživatele je velmi výhodné, že návrh zapojení se zjednodušuje na návrh zpětných vazeb a není zapotřebí znát vnitřní strukturu obvodu.

Komparátory

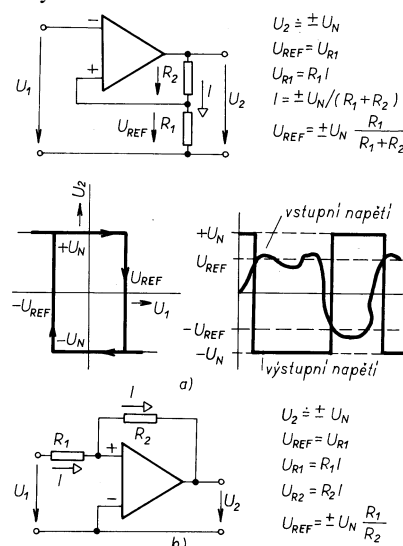
V principu se jedná o rychlé operační zesilovače s malým osetem a driftem. Při činnosti obvodu se využívá velkého zesílení bez zpětné vazby. Výstupní napětí proto nabývá pouze dvou maxim ($\pm U_{2\max}$). Polarita výstupního napětí je opět určena vstupem s větším potenciálem. Většinou se na jeden vstup připojí pevný zdroj napětí U_{ref} a s tímto zdrojem se porovnává měřené napětí U_1 na druhém vstupu. Podle použitého vstupu rozlišujeme invertující a neinvertující zapojení komparátoru. Protože na výstupu lze získat pouze dvě úrovně (větší/menší), tvoří komparátory základ analogově digitálních převodníků.



Obr. 38. Invertující komparátor; a) schéma, b) převodní charakteristika

Často se používají komparátory se zpětnou vazbou, které se vyznačují hysterezí (zpožděním následku za příčinou). U těchto komparátorů je referenční napětí U_{ref} odvozeno od výstupního $U_{2\max}$ a se změnou polarity výstupního napětí se mění i polarita napětí vztažného, referenčního. Nejjednodušší zapojení připomíná neinvertující zesilovač, vazba je však kladná. Referenční napětí je tvořeno úbytkem na spodním rezistoru nezátíženého děliče: $U_{\text{ref}} = \pm (U_{2\max} R_1) / (R_1 + R_2)$.

Převodní charakteristika tvoří hysterezní smyčku.



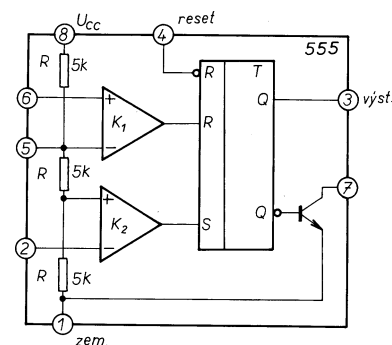
Obr. 39. Komparátory s hysterezí; a) invertující, b) neinvertující zapojení komparátoru

Z obrázku je zřejmá i funkce komparátoru při obnově číslicového dvoustavového signálu. Jakmile dosáhne vstupní napětí velikosti referenčního napětí ($+U_{\text{ref}}$), komparátor se překlápí. Na výstupu bude maximální záporné napětí ($-U_{2\max}$). Zároveň se změní polarita napětí i na R_1 ($-U_{\text{ref}}$). Šířku hysterezního pásu je možné měnit volbou odporu rezistorů R_1 a R_2 . Doplníme-li dělič referenčním zdrojem podle obr. 38, můžeme celý pás stejnosměrně posunout. Principu hystereze se často využívá v regulačních obvodech (např. termostat). Protože zapojení obsahuje kladnou zpětnou vazbu, může se využít i ke konstrukci astabilního klopného obvodu.

Pravidla pro aplikaci obvodů jsou obdobná jako u operačních zesilovačů a v řadě zapojení vystačíme i s obvyčejnými operačními zesilovači, zapojenými jako komparátory.

Časovače

Nejrozšířenějším časovačem je obvod 555, který se vyrábí od roku 1970. Vzhledem k počtu aplikací se jedná o velmi úspěšný integrovaný obvod. Jeho vstup je analogový a výstup dvoustavový. Časovač lze tedy použít i jako stykovou obvod mezi analogovou a číslicovou částí zařízení. Své označení získal časovač od odporu rezistorů vstupního děliče (u bipolárního obvodu tři rezistory se shodným odporem 5 k Ω).



Obr. 40. Struktura časovače

Děličem se rozdělí napájecí napětí na tři stejné díly. Na vstupu obvodu jsou dva komparátory, které mají referenční napětí odvozena ze vstupního děliče ($1/3 U_N$ a $2/3 U_N$). Hystereze obvodu je vyřešena klopným obvodem R-S. Obvod má čtyři vstupy. Vstupy komparátorů jsou označeny jako TRIGGER ($1/3 U_N$, vývod 2) a TRESHOLD ($2/3 U_N$, vývod 6), vstupem RESET (vývod 4) lze klopný obvod nastavit do původního stavu. V některých zapojeních se využívá možnosti posunout rozhodovací úroveň komparátorů signálem na vstupu CONTROL VOLTAGE (vývod 5), připojeným mezi první a zbývajících rezistory děliče. Nevyužívá-li se RESET, připojuje se vývod 4 na napájecí napětí a nepoužitý vstup CONTROL se blokuje kondenzátorem s malou kapacitou na zem. Obvod má jednak číslicový výstup OUTPUT (vývod 3), jednak výstupní tranzistor s otevřeným kolektorem (výstup DISCHARGE, vývod 7), který se používá při základních aplikacích obvodu k vybíjení kondenzátoru.

Časovač získal název od základní aplikace, kterou je časování, tj. vytvoření určité časové prodlevy. V kuchyni se k podobnému účelu používají tzv. minutky a v elektronice se takové zařízení nazývá monostabilní klopný obvod (MKO).

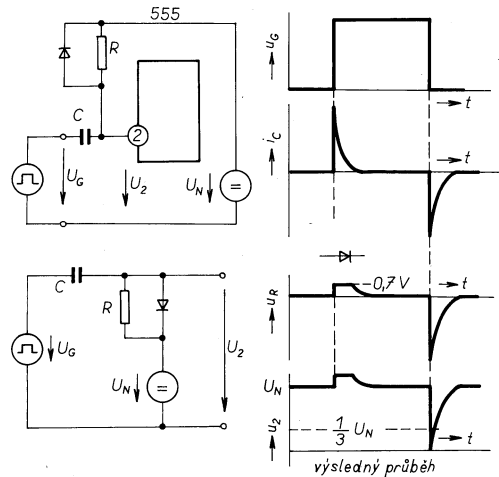
Po připojení napájecího napětí U_N se přes rezistor R nabíjí kondenzátor C . Jakmile napětí u_C na kondenzátoru dosáhne $2/3 U_N$, spustí horní komparátor klopný obvod R-S. Výstup obvodu R-S otevře tranzistor a přes něj se rychle vybije kondenzátor. Na výstupu OUTPUT bude tedy impuls, jehož délka odpovídá době, potřebné k nabití kondenzátoru na $2/3 U_N$. Pro nabíjení kondenzátoru jsme odvodili vztah: $t = RC \ln \{U_{\max} / (U_{\max} - u_C)\}$. Dosadíme-li ($U_{\max} = U_N$ a $u_C = 2/3 U_N$) a upravíme, dostaneme pro dobu impulsu vztah: $t_i = RC \ln 3$ ($t_i = 1,1RC$). Dalšímu nabití kondenzátoru brání otevřený tranzistor. Spouštět MKO zapínáním a vypínáním napájení není příliš šikovné a proto se ke spouštění používá vstup 2 (TRIGGER). Přivede-li se na tento vstup napětí menší než $1/3 U_N$, přepoklopí spodní komparátor R-S obvod a zablokuje tranzistor. Kondenzátor se začne opět nabíjet na $2/3 U_N$. Vývod 3 (OUTPUT), z něhož lze impulsy odebírat, lze použít k ovládání další části (např. relé). Po dobu nabíjení kondenzátoru je obvod necitlivý na další spouštěcí impulsy, takže jej lze použít i pro dělení kmitočtu. Je třeba zajistit, aby spouštěcí impuls byl kratší než impuls generovaný. K tomuto účelu se používá spouštěcí tvarovací

obvod, známý pod názvem derivační článek.

Vznik vstupního impulsu si lze představit jako připojení zdroje konstantního napětí a odpojení napětí s jeho současným zkratováním přes malý odpor tohoto zdroje. Není-li přítomen impuls, je kondenzátor uzemněn přes zdroj nulového napětí a bude tedy nabitý na napájecí napětí U_N . Na začátku impulsu se skokově přičte napětí generátoru k napětí na nabitěm kondenzátoru. Tím se však poruší rovnováha v obvodu a kondenzátor se exponenciálně vybíjí na $U_{Cmin} = U_N - U_g$. V okamžiku ukončení impulsu (při odpojení napětí spouštěcího generátoru), se napětí na kondenzátoru rychle zmenší na U_{Cmin} a kondenzátor se následně začne exponenciálně nabíjet na původní napětí U_N . Napětí na vstupu 2 má tvar proudu, nabíjecího a vybíjecího kondenzátor. Toto napětí je větší o napětí zdroje a dioda zapojená paralelně k rezistoru omezí napětíovou špičku na vývodu 2 na počátku impulsu. Monostabilní klopný obvod je tedy spouštěn sestupnou hranou spouštěcího impulsu, při níž se vstupní napětí zmenší pod rozhodovací úroveň komparátoru.

Jedná se o generátor signálu pravoúhlého průběhu, tzv. multivibrátor. Po připojení napájecího napětí proběhne stejný děj jako u MKO a kondenzátor C se nabije přes rezistory R_1 a R_2 na $2/3 U_N$ za dobu $t_i = (R_1 + R_2)C \ln 3$. Pak se začne kondenzátor vybíjet přes R_2 a otevřený tranzistor. Oba komparátory sledují napětí na kondenzátoru a zmenší-li se napětí na $1/3 U_N$, přepoklopí spodní komparátor R-S obvod. Tranzistor se zavře a kondenzátor se začne opět nabíjet. Děj se opakuje a na výstupu lze odebírat signál pravoúhlého průběhu. Pro vybíjení kondenzátoru platí vztah: $t = R_2 C \ln(U_{\max}/u_C)$. Počáteční napětí na kondenzátoru je $U_{\max} = 2/3 U_N$ a konečné je $u_C = 1/3 U_N$. Po dosažení vyjde pro dobu vybíjení $t_v = R_2 C \ln 2$. Při nabíjení kondenzátoru je počáteční rozdíl mezi napětím zdroje a napětím na kondenzátoru opět $U_{\max} = 2/3 U_N$ a napětí na kondenzátoru se zvětší o $u_C = 1/3 U_N$. Již dříve jsme odvodili vztah $t = (R_1 + R_2)C \cdot \ln \{U_{\max} / (U_{\max} - u_C)\}$. Po dosažení opět dostaneme: $t_n = (R_1 + R_2)C \ln 2$. Až na první impuls, který je delší, lze pro periodu signálu pravoúhlého průběhu odvodit vztah: $T = t_n + t_v$ a tedy

$$T = (R_1 + 2R_2)C \ln 2.$$



Obr. 42. Tvarovací obvod s derivačním článkem RC

Po vyčíslení logaritmu je $T = 0,69 \cdot (R_1 + 2R_2)C$. Častěji se určuje kmitočet, který je převrácenou hodnotou periody:

$$f = 1 / (R_1 + 2R_2)C \ln 2,$$

$$f = 1,44 / (R_1 + 2R_2)C.$$

Dalším pojmem je střída signálu pravoúhlého průběhu, neboli čísel plnění. Definice nebývá v literatuře jednotná. Buď se uvažuje poměr trvání signálu s úrovní log. 1 k době trvání signálu s úrovní log. 0 anebo se střída definuje jako poměr délky impulsu (log. 1) k celé periodě. Podle druhé definice se střída udává v procentech:

$$S = t_n / t_v, \quad S = ((R_1 + R_2)C \ln 2) / (R_2 C \ln 2),$$

$$S = (R_1 + R_2) / R_2 [\%];$$

$$S' = 100 t_n / (t_n + t_v),$$

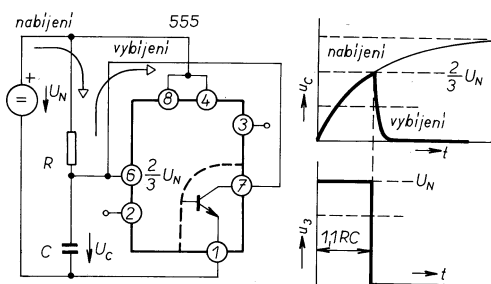
$$S' = 100 ((R_1 + R_2)C \ln 2) / ((R_1 + 2R_2)C \ln 2),$$

$$S' = 100 (R_1 + R_2) / (R_1 + 2R_2) [\%].$$

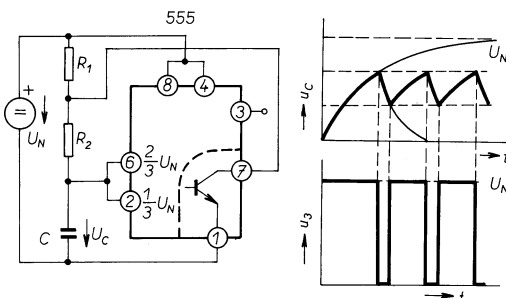
Ze vztahů je patrné, že u základního zapojení AKO nelze dosáhnout střidy 1:1 (50 %), protože kondenzátor se nabíjí přes dva a vybíjí přes jeden rezistor.

Nejrozšířenějším časovačem je klasický obvod 555, vyráběný celou řadou výrobců (B555D, CA555, BE555, NE555, TS555...). Obvod se vyrábí i v provedení dvou časovačů v jednom pouzdře (556). Existuje i unipolární varianta (CMOS, 7555, 555C a 556C). Například firma SGS Thomson udává pro obvod TS555C spotřebu 0,1 mA/5 V a $f_{\max AKO} = 2,7$ MHz. Dovolenný rozsah napájení je od 2 do 18 V a vstupní odpor komparátorů je $10^{12} \Omega$.

Kromě základního zapojení existují i složitější mnohotaktové časovače (XR2240, XR2242, MS14536, MSA14541, ISL8240, ISL8250, ISL8260...). Tyto obvody mají v sobě integrován čítač a mohou tedy pracovat i jako několiknásobný dě-



Obr. 41. Monostabilní klopný obvod



Obr. 43. Astabilní klopný obvod

lič kmitočtu. Např. u XR2240 je k dispozici současně 8 signálů. V monostabilním režimu umožňují mnohotaktové časovače generovat impulsy o délce několika hodin a při propojení většího množství obvodů i několika měsíců [5].

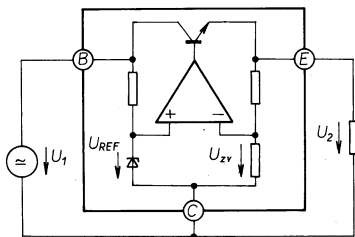
Obecné aplikační zásady jsou stejné jako u operačních zesilovačů. I když výstupní proud časovače se většinou neuvádí, lze jej odhadnout z povoleného výkonového zatížení obvodu. Podle typu pouzdra se ztrátový výkon pohybuje od 0,5 do 1 W. Zvolíme-li menší napájecí napětí, můžeme u některých obvodů odebrat proud až 0,2 A. Jistější je počítat s proudem asi 10 mA a pro větší výkony doplnit výstup vnějším tranzistorem.

U všech integrovaných obvodů je nutné připojovat součástky co nejbližší vývodům a používat kvalitní součástky. Rezistory se volí obvykle přesné metalizované, kondenzátory fóliové nebo tantalové. Přívod napájení časovače je vhodné blokovat proti rušení kondenzátorem. I když z uvedených vztahů vyplynulo, že parametry zapojení nezávisí na napájecím napětí, je vhodnější používat stabilizované zdroje.

Stabilizátory

Protože většina elektronických zapojení vyžaduje zdroj malého konstantního napájecího napětí, jsou stabilizátory velmi často používanými obvody. Stabilizátor je obvod, který se snaží udržet na svém výstupu konstantní napětí jak při kolísajícím vstupním napětí, tak při proměnném odběru proudu. Obvody bývají doplněny pojistkami proti zkratu i proti výkonovému přetížení.

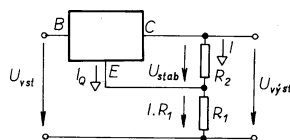
Podle zapojení regulačního prvku rozlišujeme stabilizátory napětí paralelní (TL431C) nebo (častější) sériové. Podle způsobu regulace je možné stabilizátory rozdělit na spínané (L4960) a na (nejčastěji používané) spojité stabilizátory. Velmi univerzální je např. integrovaný stabilizátor typu LM317, protože umožňuje snadno nastavit libovolné výstupní napětí v rozsahu od 1,2 do 37 V. Dalšími velmi používanými obvody jsou stabilizátory pevného napětí řady 78xx, u nichž poslední dvojčíslí znaku udává velikost výstupního napětí. Pro stabilizaci záporných napětí se vyrábějí stabilizátory řady 79xx a nastavitelný LM337. Dalším zajímavým obvodem je stabilizátor L200, u něhož lze nastavit výstupní napětí od 3 do 37 V a navíc je možné nastavit i maximální proudový odběr ze stabilizátoru od 0 do 2 A. Většina stabilizátorů je konstruována pro odběr proudu asi do 1 A. Některé obvody mají varianty, lišící se od základního typu



Obr. 44. Princip stabilizátoru

dovoleným zatížením (např.: 78L05...0,1 A; 7805...1 A; 78S05...2 A; 78T05...3 A). Vyrábějí se i nastavitelné stabilizátory pro větší proudy (např. LM338, 1,2 až 32 V/5 A, nebo spínaný stabilizátor s nastavitelným proudovým omezením L296P, 5,1 až 40 V/4 A). Tyto druhy stabilizátorů jsou však poměrně drahé.

Klasické zapojení využívá jako regulačního prvku výkonový tranzistor a ke stabilizaci je využita záporná zpětná vazba. Tranzistor je ovládán rozdílovým zesilovačem a mění svůj odpor tak, aby rozdílové napětí zesilovače bylo nulové. Srovnává se konstantní napětí stabilizační diody U_{REF} s částí U_{ZV} výstupního napětí na spodním rezistoru děliče. Pokud se například výstupní napětí zvětší, zvětší se i napětí na invertujícím vstupu. Řídící napětí tranzistoru bude zápornější a tranzistor se přivře. Menší proud vyvolá menší úbytek napětí na děliči a výstupní napětí se tedy zmenší na původní velikost.

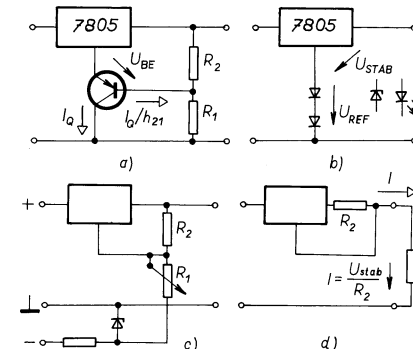


Obr. 45. Nastavitelný stabilizátor;
 I_Q - klidový proud

Stabilizátory pevného a nastavitelného napětí jsou řešeny stejně. Na stabilizátor nastavitelného napětí lze pohlížet jako na stabilizátor pevného napětí s $U_{stab} = 1,2$ V. Protože stabilizátor udržuje mezi svými svorkami konstantní napětí, je možné toto napětí „podložit“ dalším zdrojem konstantního napětí. Výstupní napětí bude tvořeno součtem obou napětí. Stejně jako při nastavování pracovního bodu tranzistoru je možné nahradit tento zdroj děličem. Proud děličem určuje odpor rezistoru R_2 ($I = U_{stab}/R_2$). Tento proud protéká i spodním rezistorem R_1 děliče a vyvolá na něm úbytek napětí $U_{R1} = IR_1$. Pro výstupní napětí platí: $U_{vyst} = U_{stab} + U_{R1}$. Po dosazení dostaneme vztah $U_{vyst} = U_{stab} + (U_{stab}R_1/R_2)$. Po jednoduché úpravě je: $U_{vyst} = U_{stab}(1 + R_1/R_2)$. Při návrhu jsme zanedbali klidový proud I_Q , vytékající ze společné svorky stabilizátoru. Vzhledem k tomu, že např. u stabilizátoru LM317 je $I_Q = 0,1$ mA, je možné považovat dělič za nezatížený, jestliže zvolíme příčný proud děličem alespoň 1 mA. Kdyby se stejným způsobem zvětšovalo napětí pevných stabilizátorů řady 78xx s klidovým proudem $I_Q = 5$ mA, vyjde příčný proud pro nezatížený dělič už dost velký (50 mA).

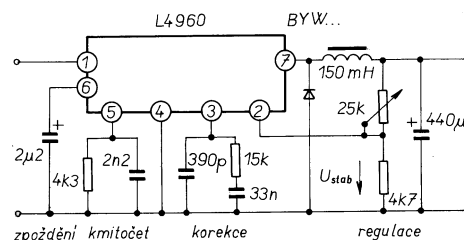
Proud děličem lze však zmenšit a přičíst k výstupnímu napětí úbytek napětí vyvolaný klidovým proudem I_Q na spodním rezistoru R_1 : $U_{vyst} = U_{stab}(1 + R_1/R_2) + I_Q R_1$. Vzhledem k nestabilitě I_Q to však není vhodné řešení. Podstatně zmenšit vliv klidového proudu lze v zapojení s tranzistorem p-n-p. Proud do děliče bude tvořen pouze nepatrným proudem z báze $I_b = I_Q/h_{21e}$ a téměř celý klidový proud I_Q odtече kolektorem: $U_{vyst} = (U_{stab} + U_{be})(1 + R_1/R_2) + (I_Q R_1)/h_{21e}$. Poměrně velký klidový proud I_Q lze využít k ma-

lému zvětšení výstupního napětí. Proud protéká referenční diodou a napětí na diodě se přičítá k výstupnímu napětí stabilizátoru.



Obr. 46. Příklady zapojení stabilizátorů;
a) zmenšení vlivu I_Q , b) malé zvětšení U_{vyst} , c) regulace od nuly, d) stabilizace proudu

Zdroj referenčního napětí může být i záporný a tak lze realizovat i stabilizátor, jehož napětí lze nastavit od nuly. Bude-li považovat za spotřebič rezistor R_1 , získáme stabilizátor proudu ($I = U_{stab}/R_2$). Doplní-li se stabilizátor „posilovacím“ tranzistorem T_1 , můžeme odebrat mnohem větší proudy. Zvětší-li se proud stabilizátorem nad určitou mez, otevře úbytek napětí na R_1 výkonový tranzistor. V tomto jednoduchém uspořádání není tranzistor jistěn proti nadproudu. Zapojení je však možné doplnit jednoduchou tranzistorovou pojistkou. Ochranný tranzistor T_2 se při velkém proudu výkonovým tranzistorem otevře úbytkem napětí na R_2 a tím zkratuje budičí rezistor R_1 výkonového tranzistoru (obr. 62).



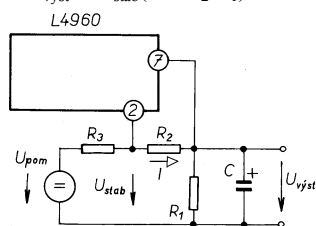
Obr. 47. Spínaný stabilizátor L4960;
BYW - ochranná dioda

Na rozdíl od spojitěho stabilizátoru, u něhož je regulace založena na změně odporu regulačního tranzistoru, pracuje regulační tranzistor jako spínač. S nadzvukovým kmitočtem (100 kHz) připojuje a odpojuje vstupní zdroj k výstupu. Změnou střídá se reguluje napětí. Tento princip umožňuje značně zvětšit účinnost stabilizátoru (>85 %), protože na spínacím tranzistoru jsou velmi malé výkonové ztráty. Zvláště výrazný rozdíl v účinnostech stabilizátorů je při velkém rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím a při větších odebíraných prouděch. U klasického stabilizátoru se při malém výstupním napětí téměř celý příkon změní ve ztrátové teplo a účinnost se zmenší k nule. Protože ztrátový výkon může dosahovat i několika desítek wattů, značně se zvětšují nároky na chladič stabilizátoru.

Výstupní napětí spínaného stabilizátoru má pravouhlý tvar a proto musí být stabilizátor doplněn účinným filtrem typu

dolní propust. Ten je realizován tlumivkou a vyhlazovacím kondenzátorem. Elektromagnetické pole cívky a elektrostatické pole kondenzátoru dodávají energii do obvodu po dobu odpojení vstupního zdroje. Indukčnost tlumivky a kapacita kondenzátoru proto musí být poměrně velké, zároveň musí tyto součástky pracovat při poměrně vysokém kmitočtu. Tlumivka proto nemůže mít železné jádro a je nutné použít ferit s dobrými kmitočtovými vlastnostmi. Obvyčejný elektrolytický kondenzátor by se při kmitočtu kolem 100 kHz choval jako indukčnost a proto se používá kvalitní tantalový kondenzátor. Na výstupu je zapojena rychlá ochranná dioda, která jednak chrání výstup stabilizátoru před indukovaným napětím, které vzniká při přerušování proudu protékajícího tlumivkou ($u_L = L \Delta I / \Delta t$) a jednak umožňuje uvolnění energie magnetického pole do spotřebiče. Není možné nahradit tuto diodu obyčejnou, protože by se zničil stabilizátor. Oproti klasickému stabilizátoru má výstupní napětí větší zvlnění a rovněž odezva stabilizátoru na změny odběru proudu nebo vstupního napětí je pomalejší. Za optimální lze tedy považovat kombinaci spínané předstabilizace (např. řízeným usměrňovačem) s klasickým stabilizátorem.

Jako příklady obvodů lze uvést: L4960, L4962, L4970, L4974, L296 atd. Jedná se o stabilizátory pevného napětí $U_{stab} = 5,1 \text{ V}$ s výstupním proudem podle typu od 1,5 do 10 A. Obvody se vyznačují mimořádnou napěťovou odolností a připouštějí vstupní napětí až 50 V. Lze s nimi postavit bez problémů regulovatelný zdroj až do 40 V. U těchto obvodů je vyvedena zpětná vazba z pouzdra obvodu (vývod 2) a snímá se napětí na spodním rezistoru děliče. Toto napětí se porovnává s vnitřním $U_{REF} = 5,1 \text{ V}$. Velikost proudu děliče ($I = U_{stab}/R_1$) tedy u tohoto stabilizátoru určuje odpor rezistoru R_1 a napětí se zvětšuje změnou odporu horního rezistoru R_2 . Výstupní napětí stabilizátoru je opět tvořeno součtem napětí na rezistorech děliče a je možné analogicky odvodit vztah: $U_{výst} = U_{stab}(1 + R_2/R_1)$.



Obr. 48. Regulace napětí stabilizátoru;
 $I = (U_{pom} - U_{stab})/R_3$, $U_{výst} = U_{stab} - R_2 I$

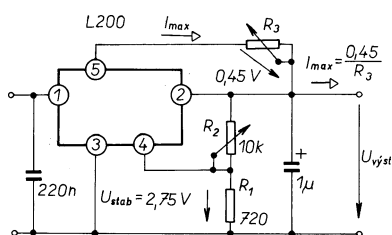
U tohoto stabilizátoru nelze „podložít výstup“ záporným napětím. Ke zmenšení výstupního napětí pod U_{stab} lze použít pomocný stabilizovaný zdroj U_{pom} . Proud děličem R_3, R_2, R_1 je určen rozdílem napětí na rezistoru R_3 : $I = (U_{pom} - U_{stab})/R_3$. Proud pokračuje přes R_2 a R_1 a podle druhého Kirchhoffova zákona: $U_{stab} = U_{R2} + U_{R1}$. Zvolí-li se $R_2 \gg R_1$, je možné U_{R1} zanedbat. Výstupní napětí je pak možné regulovat od nuly, $U_{výst} = U_{stab} - U_{R2}$.

Změnou velikosti pomocného napětí U_{pom} lze ovládat proud děličem a tedy i

velikost výstupního napětí. Pokud se zmenší U_{pom} tak, aby platilo $U_{stab} > U_{pom}$, změní se směr proudu a výstupní napětí bude větší než U_{stab} . Pak platí: $U_{výst} = U_{R2} + U_{stab}$. Dosadí-li se z Ohmova zákona za $U_{R2} = IR_2$, dostaneme vztah:

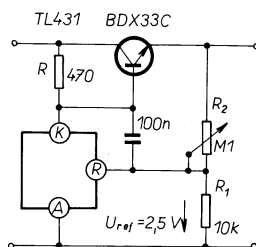
$$U_{výst} = (R_2(U_{stab} - U_{pom})/R_3) + U_{pom}$$

Proud děličem nelze volit libovolně malý, protože jinak nelze zanedbat vstupní proudy rozdílového zesilovače. Zdroj pomocného napětí může být velmi jednoduchý, protože jeho výkonové zatížení je zanedbatelné. Postačí i stabilizátor se Zenerovou diodou, popř. doplněný tranzistorem. Změny pomocného napětí je možno dosáhnout proměnným děličem (potenciometrem). Uvedeným způsobem lze realizovat proměnný stabilizátor s rozsahem napětí od několika milivoltů do čtyřiceti voltů. Stejnou regulaci lze použít i u spjatého stabilizátoru L200 s nastavitelným proudovým omezením.



Obr. 49. Zapojení stabilizátoru L200

I pro výstupní napětí tohoto stabilizátoru bude platit: $U_{výst} = U_{stab}(1 + R_2/R_1)$, kde $U_{stab} = 2,75 \text{ V}$. Výstupní proud protéká přes snímací rezistor R_3 (s malým odporem) proudové pojistky. Pojistka vypne, jakmile napětí na tomto rezistoru dosáhne 0,45 V. Pro maximální proud obvodu tedy platí: $I_{max} = 0,45/R_3$. Protože přes snímací rezistor protéká celý zatěžovací proud a úbytek napětí na něm je malý, nelze v základním zapojení realizovat plynule nastavitelnou proudovou pojistku. Je to dáno tím, že proměnný rezistor s odporem několika jednotek ohmů s dovoleným zatížením asi 3 A se běžně nevyrobí. Pokud se spokojíme se skokovou regulací, je možné přepínačem přepínat řadu snímacích rezistorů.



Obr. 50. Zapojení stabilizátoru s TL431

Dalším zajímavým obvodem je TL431, který si lze představit jako elektronickou stabilizační diodu, u níž lze děličem nastavit velikost průrazného napětí od 2,5 do 36 V. Dynamický odpor regulátoru (0,2 Ω) v pracovní oblasti je asi desetkrát menší než u běžných Zenerových diod. Pracovní proud lze měnit od 1 do 100 mA. Princip regulace je stejný jako v minulém případě a platí: $U_{výst} = U_{stab}(1 + R_2/R_1)$, kde $U_{stab} = 2,5 \text{ V}$. Stálé výstupní napětí se udržuje mezi kato-

dou a anodou obvodu. Protože princip stabilizace je stejný jako u Zenerovy diody, musí být obvod doplněn sériově zapojeným srážecím rezistorem (obr. 28). Výstupní proud lze zvětšit tranzistorem, zapojeným paralelně nebo častěji sériově se spotřebičem. Výstupní napětí je pak menší o úbytek na přechodu báze-emitor (U_{be}) tranzistoru a je třeba pamatovat na to, že jednoduché zapojení s tranzistorem není zkratuvzdorné.

Dalším typem stabilizátorů jsou *referenční zdroje napětí*. U těchto zdrojů se nepředpokládá velký odběr proudu, vyžaduje se však maximální stabilita přesně nastaveného napětí. Používají se v měřicích přístrojích anebo v převodnících A/D k vytvoření referenčního napětí, s nímž se porovnává měřené napětí.

Opět existuje velké množství obvodů (např.: LM199, TL430, AD580, REF01...). V řadě zapojení se lze setkat s českým ekvivalentem obvodu REF01 (MAC01), jehož výstupní napětí je 10 V. Napětí lze velmi přesně nastavit trimrem a obvod je možné zatěžovat proudem až 20 mA.

Zdroje

I když se v přenosných přístrojích používají chemické napájecí články, je naprostá většina zařízení napájena ze sítě. Protože v zásuvce je poměrně velké střídavé sinusové napětí (220 V/50 Hz), upravuje se toto napětí na menší stejnosměrné v síťovém zdroji. U klasického zdroje se nejdříve transformuje střídavé napětí 220 V na menší transformátorem. Pak se v usměrňovači střídavé napětí změní na stejnosměrné, zvlnění napětí se vyhladí filtračním kondenzátorem a nakonec se obvykle napětí stabilizuje stabilizátorem na konstantní velikost. Existují i moderní spínané zdroje, u nichž se napětí nejdříve usměrní, pak se „rozseká“ spínacím tranzistorem na proměnné napětí nadzvukového kmitočtu a teprve takto upravené napětí se transformuje. Následuje opět usměrňovač a filtr. Z výstupu je zavedena zpětná vazba, regulující spínání tak, aby výstupní napětí zůstalo konstantní. Protože u tohoto zdroje se velmi rychle spíná vstupní (primární) napětí, má tato koncepce další výhodu v tom, že lze použít speciální impulsní transformátor. Rozměry a hmotnost impulsního transformátoru vycházejí mnohem menší než u klasického transformátoru srovnatelného výkonu. Tímto způsobem se konstruuji zdroje malého napětí s možností odebírat i několik stovek ampérů.

Transformátory

Přiblíží-li se jedna (primární) cívka ke druhé tak, že proměnné magnetické pole vyvolané první cívkou bude procházet i druhou (sekundární) cívkou, bude se ve druhé cívkě indukovat napětí. Protože napětí se indukuje pouze tehdy, je-li pole proměnné, musí být napětí primární cívky střídavé nebo alespoň proměnné. Protože je žádoucí, aby se příkon primární strany transformátoru přenesl na výstup pokud

možno celý, umisťujú sa obe cívky na spoločné, uzavreté a magneticky vodivé jadro. Sekundárni strana transformátoru je tedy od nebezpečne veľkého sítového napätia galvanicky oddelená prostredníctvom elektromagnetického poľa.

Napätí transformátor mení v pomere počtu závitů N cívek ($U_{\text{prim}}/U_{\text{sek}} = N_{\text{prim}}/N_{\text{sek}}$) a proud se transformuje v opačném poměru počtu závitů ($I_{\text{prim}}/I_{\text{sek}} = N_{\text{sek}}/N_{\text{prim}}$). Primární vinutí má tedy u transformátoru se sestupným převodem (např. 220/12 V) velký počet závitů navinutých tenkým drátem a sekundární vinutí má menší počet závitů vinutých tlustším drátem. U ideálního transformátoru předpokládáme přenos vstupního výkonu na výstup: $P_{\text{prim}} = P_{\text{sek}}$. Po dosazení za výkony ($U_{\text{prim}}I_{\text{prim}} = U_{\text{sek}}I_{\text{sek}}$) se dělí obě strany rovnice: $(U_{\text{prim}}I_{\text{prim}})/(I_{\text{prim}}I_{\text{sek}}) = (U_{\text{sek}}I_{\text{sek}})/(I_{\text{prim}}I_{\text{sek}})$. Po úpravě je: $(U_{\text{sek}}/I_{\text{sek}}) = (U_{\text{prim}}/I_{\text{prim}})(I_{\text{prim}}/I_{\text{sek}})^2$. Primární impedanci transformátoru ($R_{\text{prim}} = U_{\text{prim}}/I_{\text{prim}}$) lze tedy převést na jeho sekundární stranu, vynásobí-li se druhou mocninou převráceného poměru závitů: $R_{\text{sek}} = R_{\text{prim}}(N_{\text{sek}}/N_{\text{prim}})^2$. Kromě transformace napětí a proudu lze tedy transformátor využít i k impedančnímu přizpůsobení dvou obvodů. I když velké transformátory patří mezi zařízení, jejichž účinnost se blíží ideálnímu 100 %, u malých transformátorů uvažujeme účinnost menší než 80 %.

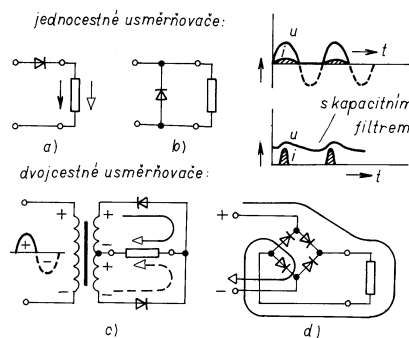
Při konstrukci zdrojů pro elektronická zařízení vystačíme s poměrně malými příkony a transformátory do 30 VA lze bez problémů zakoupit i v miniaturním provedení. Pro větší příkony se transformátory shánějí obtížněji a tak lze opět doporučit různé bazary. Přesný návrh transformátoru je obtížný a nároky na bezpečnost zařízení jsou natolik velké, že nedoporučuji začátečnickům amatérskou realizaci transformátoru.

Pro ilustraci je uveden jednoduchý nomogram pro orientační návrh transformá-

toru. Postup návrhu je v obrázku naznačen. Nomogramy umožňují názorné a velmi rychlé přibližné řešení. Přesný návrh transformátoru byl uveden např. v AR B2/95.

Usměrňovače

Nejjednodušším usměrňovačem je polovodičová dioda. Přivede-li se na sériové spojení diody a spotřebiče střídavé napětí, bude diodou protékat proud pouze jedním směrem. Pro zápornou část signálu je dioda zavřená, proud jí neprotéká. Na odporu spotřebiče bude podle Ohmova zákona napětí úměrné protékajícímu proudu a bude proto rovněž stejno(jedno)směrné. Nevýhodou tohoto nejjednoduššího tzv. jednocestného usměrňování je to, že polovinu doby periody je výstupní napětí nulové. Tento nedostatek je možné odstranit tím, že do stejného spotřebiče přivedeme napětí ze dvou zdrojů střídavého napětí, fázově posunutých o 180°. V praxi se k tomuto účelu využívá „indukční dělič“, který vznikne rozdělením sekundárního vinutí transformátoru na dvě poloviny. Je-li horní konec vinutí kladný, je spodní záporný vzhledem ke společnému středu děliče a opačně.



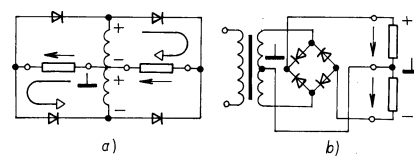
Obr. 52. Zapojení usměrňovačů; a) jednocestný sériový, b) jednocestný paralelní, c) dvojcestný, d) dvojcestný můstkový

Při potřebě velmi velkého stejnosměrného proudu (např. pro svářečku) je možné do stejného spotřebiče vést proud ze tří nebo až ze šesti fázově posunutých zdrojů střídavého napětí. Vyžaduje to ovšem nejen třífázové napětí (motorový proud 380 V), ale i odpovídající transformátor.

Není-li k dispozici transformátor s vyvedeným středem, je možné usměrnit napětí diodami, zapojenými do tzv. Graetzova můstku. Můstek vyžaduje dvojnásobný počet diod a proto budou ztráty na diodách dvojnásobné. Pro větší proudy je proto vhodnější předchozí zapojení. Na druhé straně sériové propojení diod u můstku zmenšuje napěťové namáhá-

ní diod v závěrném směru, protože napětí se na diodách rozdělí. Diodové můstky se prodávají i zapouzdřené jako jeden obvod a to až do proudu 50 A.

Kdyby se usměrňovalo napětí z „měkkého“ (proudového) zdroje, bylo by možné použít i paralelní zapojení usměrňovače. Dioda je pak zapojena paralelně ke spotřebiči a zápornou polovinu napětí do spotřebiče nepustí, protože zdroj při záporné půlvlně zkratuje. U většiny zdrojů však nelze tento způsob usměrňování použít; zapojení se používá převážně v radiotechnice a měřicí technice pod názvem paralelní detektor.

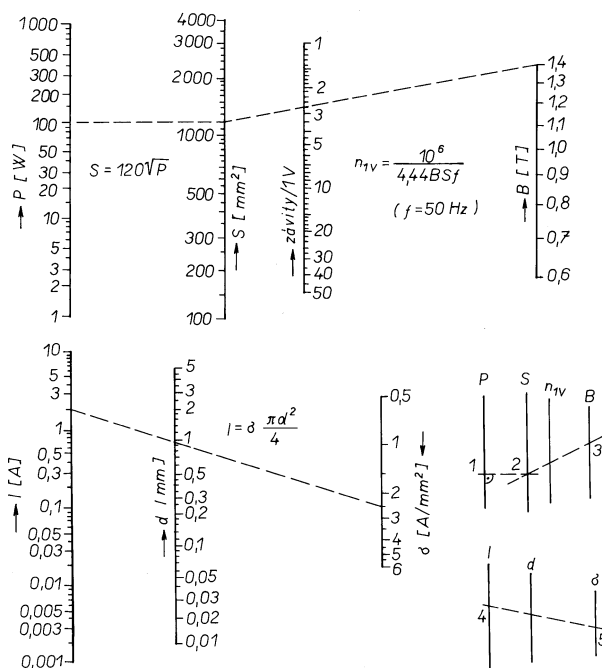


Obr. 53. Symetrický zdroj napětí; a) princip zapojení

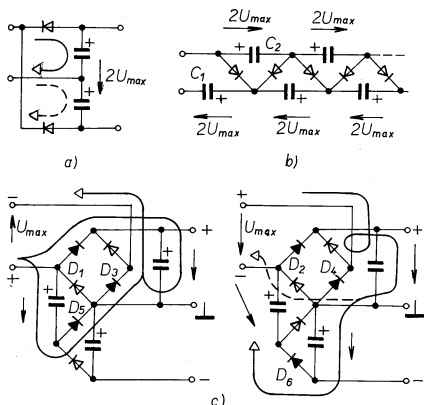
Operační zesilovače vyžadují obvykle dva sériově propojené napájecí zdroje (± 15 V). Jednoduše lze symetrický zdroj získat zapojením dvou jednocestných nebo dvojcestných usměrňovačů s opačně pólovanými diodami, po připojení vyhlazovacích kondenzátorů lze odebírat dvojnásobné napětí. Protože kondenzátory se nabíjejí a vybíjejí, filtrují zároveň zvlnění napětí. Jejich funkci lze přirovnat k vodojemu vodárenské sítě. Bude-li odběr proudu malý, budou nabity na téměř maximální napětí zdroje ($U_{\text{Cmax}} = \sqrt{2}U$). Jestliže se napětí bude odebírat na sériovém spojení dvou kondenzátorů, získáme tzv. zdvojovač napětí. Bude-li mít sekundární vinutí např. $U = 10$ V, bude na výstupu teoreticky napětí $U_{\text{C12}} = 28$ V. Zdroj je samozřejmě velmi měkký, proto se po zatížení napětí na kondenzátorech zmenší. Zapojení zdvojovačů a násobičů napětí existuje celá řada (obr. 54).

Nejrozšířenější je násobič v kaskádním zapojení. Stejně jako u zdvojovače se využívá sčítání napětí na nabíjených kondenzátorech. Při kladné půlvlně se nabíjeji přes liché diody liché kondenzátory a při záporné půlvlně přes sudé diody sudé kondenzátory. První kondenzátor se nabije na U_{max} a ostatní na $2U_{\text{max}}$. Lze si představit, že při první půlvlně sinusovky se nabije C_1 na U_{max} . Při druhé půlvlně se sečte napětí zdroje s napětím nabitého kondenzátoru C_1 a kondenzátor C_2 se proto nabije na $2U_{\text{max}}$. Při třetí půlvlně se opět nabíjí C_1 , ale i C_3 . K dispozici je součet napětí zdroje a $2U_{\text{max}}$ na C_2 . Tento trojnásobek U_{max} se rozdělí mezi C_1 a C_3 a protože na C_1 je U_{max} , bude na C_3 dvojnásobek U_{max} . Stejnou úvahu lze provést i pro zbývající kondenzátory.

Existují i zapojení dvojcestných násobičů. Počet násobících stupňů nelze však libovolně zvětšovat. I kdybychom zanedbali úbytky napětí na diodách, musíme uvažovat to, že kondenzátory jsou zapojeny do série a jejich výsledná kapacita proto bude velmi malá. Pro návrh kapacity kaskádního násobiče je v [10] uveden vztah: $C \geq (I(2n^2 + 4n))/(U_{\text{celk}}f)$ a sekundární napětí transformátoru má být:



Obr. 51. Nomogram pro návrh transformátoru; P - výkon, S - průřez jádra, B - sycení, d - průměr drátu, J - proudová hustota

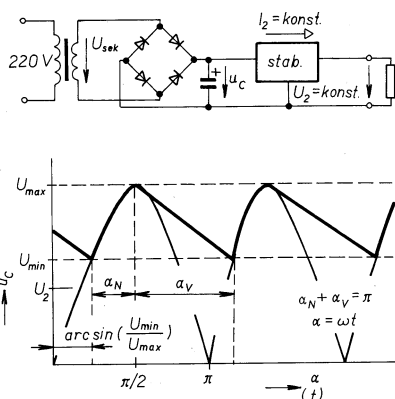


$U_{\text{sek}} \geq (0,85 U_{\text{celk}})/n$, kde n je počet násobících stupňů. Ze vztahů vyplývá, že velikost potřebné kapacity je nepřímo úměrná kmitočtu. Zapojení z obr. 54 lze použít např. k získání záporného napětí pro zdroj regulovatelný od nuly podle obr. 46.

Filtrační kondenzátor

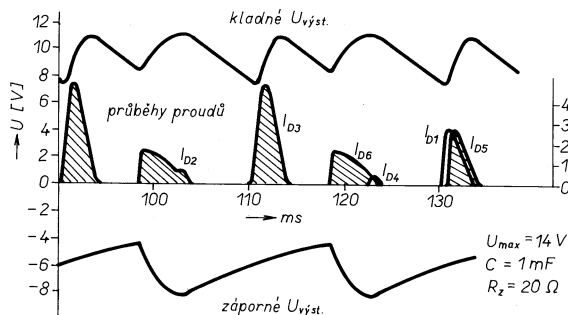
I když se lze u starších zdrojů setkat se složitějšími filtračními obvody LC a RC , většina moderních zdrojů vystačí s vyhlazovacím (sběracím) kondenzátorem. Tento kondenzátor hromadí náboj Q a dodává ho do obvodu v okamžicích zmenšení vstupního usměrněného napětí. Lze si představit, že usměrněné zvlněné napětí se skládá ze stejnosměrné složky, která nabíjí kondenzátor, a ze střídavé složky, která se přes kondenzátor zkratuje na zem. Pro stejnosměrné napětí představuje kondenzátor nekonečnou impedanci a pro střídavé impedanci malou ($X_C = 1/2\pi fC$).

Připojením kondenzátoru k usměrňovači se zdvojnásobí napěťové namáhání diod usměrňovače v závěrném směru, protože jsou namáhány součtem napětí nabitého kondenzátoru a záporné půlvlny napětí zdroje. V krajním případě toto napětí dosahuje dvojnásobku amplitudy ($U_{\text{rmax}} = 2\sqrt{2}U$). U Graetzova můstku je vzhledem k sériově zapojeným dvojicím diod namáhání poloviční.



Obr. 55. Návrh kapacity vyhlazovacího (filtračního) kondenzátoru; kondenzátor se nabíjí „po sinusovce“, vybíjí lineárně

Protože kondenzátory s velkými kapacitami jsou drahé, je vhodné používat ve zdrojích vyhlazovací kondenzátory s minimální, ještě však vyhovující kapacitou. Napětí nemusí být vždy dokonale vyhlazeno, protože za kondenzátorem bývá zapojen ještě stabilizátor napětí. Pro správnou činnost stabilizátoru je nutné zajistit,



Obr. 54. Násobiče napětí; a) zdvojnásobč, b) kaskádní, c) dvojcestně usměrněné napětí s jednocestným násobičem

aby se napětí na jeho vstupu nezměnilo pod hranici, při které přestává stabilizátor pracovat. Většina integrovaných stabilizátorů vyžaduje vstupní napětí alespoň o 2 až 3 V (ΔU_{stab}) větší, než je napětí výstupní. Obecné řešení návrhu je matematicky velmi obtížné a většinou neznáme ani všechny potřebné veličiny. Omezíme-li návrh na v praxi nepoužívanější stabilizovaný zdroj, lze odvodit potřebné vztahy poměrně jednoduše.

Zpočátku budeme předpokládat „tvrďdy“ transformátor (napětí na sekundární straně se při změnách odběru proudu mění velmi málo nebo vůbec ne) a zatížení zdroje stabilizátorem. Z prvního předpokladu plyne, že kondenzátor je nabíjen s nulovou časovou konstantou a napětí na něm sleduje sinusový průběh vstupního usměrňovaného napětí. Z druhé podmínky vyplývá vybíjení kondenzátoru konstantním proudem, jehož velikost je určena Ohmovým zákonem: $I = U_{\text{stab}}/R_z$. Pro lineární vybíjení kondenzátoru jsme odvodili již dříve vztah: $u_C = U_{\text{max}} - It/C$. Doba vybíjení t_v je dána zmenšením napětí z U_{max} na $u_C = U_{\text{min}}$ a po dosazení do rovnice je: $t_v = (C/I)(U_{\text{max}} - U_{\text{min}})$. Úhlový kmitočet (rychlost) ω je ve fyzice definován jako úhel α za čas t ($\omega = \alpha/t$). Pro vybíjecí úhel α_v v radiánech platí:

$$\alpha_v = (\omega C/I)(U_{\text{max}} - U_{\text{min}}).$$

Z matematického zápisu sinusovky ($u = U_{\text{max}} \sin \alpha$) lze odvodit úhel, při kterém začíná nabíjení: $\alpha_z = \arcsin(U_{\text{min}}/U_{\text{max}})$. Nabíjení končí po dosažení amplitudy U_{max} při úhlu $\alpha_k = \pi/2$. Úhel nabíjení je $\alpha_n = \pi/2 - \arcsin(U_{\text{min}}/U_{\text{max}})$. Součet nabíjecího a vybíjecího úhlu je roven polovině periody: $\alpha_n + \alpha_v = \pi$. Dosadíme za α_n a α_v do poslední rovnice:

$$\pi/2 - \arcsin(U_{\text{min}}/U_{\text{max}}) + (\omega C/I)(U_{\text{max}} - U_{\text{min}}) = \pi.$$

Protože platí $\pi/2 + \arcsin x = \arccos(-x)$ a $\omega = 2\pi f$, je možné po úpravě vyjádřit kapacitu C :

$$C \geq (I \arccos(-U_{\text{min}}/U_{\text{max}})) / (2\pi f (U_{\text{max}} - U_{\text{min}}))$$

$$U_{\text{max}} = 0,9\sqrt{2} U_{\text{sek}} - 2U_d - R_f I$$

$$U_{\text{min}} = U_{\text{stab}} + \Delta U_{\text{stab}}$$

Za maximální napětí U_{max} na kondenzátoru se považuje amplituda sekundárního napětí transformátoru, zmenšená o 10 %, jestliže respektujeme kolísání síťového napětí. Od tohoto napětí se odečítají prahová napětí U_d diod (vzorec platí pro můstek) a úbytek na vnitřním odporu R_f transformátoru. Odpor transformátoru se určí buď ze sklonu změřené zatěžovací přímky transformátoru anebo se ohmmet-

rem změří odpory obou vinutí a pak je: $R_f = R_{\text{sek}} + R_{\text{prim}}(N_{\text{sek}}/N_{\text{prim}})^2$. Vzhledem k tomu, že jsme uvažovali zmenšení síťového napětí až o 10 %, je většinou možné úbytek na R_f zanedbat. Za U_{min} se považuje výstupní napětí stabilizátoru U_{stab} , zvětšené o minimální úbytek ΔU_{stab} na stabilizátoru.

Stejným myšlenkovým postupem lze vyřešit i odporové zatížení bez stabilizátoru. Vybíjení kondenzátoru bude exponenciální: $u_C = U_{\text{max}} e^{-t/\tau}$ (obr. 9). Pro úhel vybíjení bude platit

$$\alpha_v = \omega C R_z \ln(U_{\text{max}}/U_{\text{min}}).$$

Zavede-li se zvlnění φ jako poměr amplitudy střídavé složky ΔU k průměrné (střední) hodnotě napětí

$$U_{\text{av}} (\varphi = U/U_{\text{av}}),$$

je možné vztah s použitím $U_{\text{min}} = U_{\text{av}} - \Delta U$ a $U_{\text{max}} = U_{\text{av}} + \Delta U$ upravit:

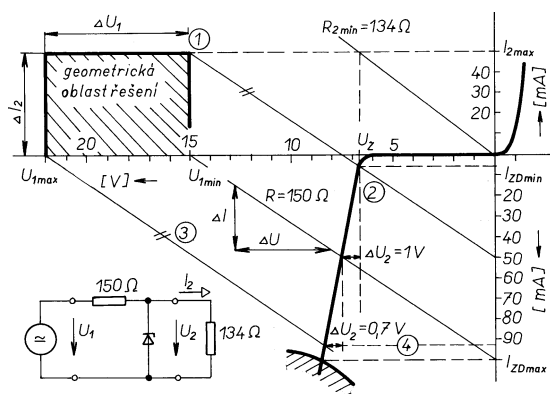
$$C \geq (\arccos(-U_{\text{min}}/U_{\text{max}})) / (2\pi f R_z \ln(U_{\text{max}}/U_{\text{min}}))$$

$$C \geq (\arccos\{(\varphi - 1)/(\varphi + 1)\}) / (2\pi f R_z \cdot \ln\{(1 + \varphi)/(1 - \varphi)\}).$$

Příklad 6. Návrh kapacity filtračního kondenzátoru

Úkolem je určit kondenzátor regulovaného stabilizovaného zdroje 2 až 20 V s maximálním odběrem proudu 1,5 A s LM317. Pro návrh kapacity je kritický maximální odběr při maximálním výstupním napětí. Pro návrh chladiče je naopak nejhorší maximální proud při minimálním výstupním napětí. Většinou se volí sekundární napětí jako 1,1 násobek požadovaného napětí. Transformátor s $U_{\text{sek}} = 24$ V vyhoví s dostatečnou rezervou i při kolísání sítě ± 10 %. Nejhorší případ pro U_{max} je maximální pokles síťového napětí při maximálním odběru proudu: $U_{\text{max}} = 0,9\sqrt{2}(24) - 2(1) - 0$. Zanedbali jsme odpor transformátoru R_f a uvažovali jsme Graetzův můstek s úbytky $U_d = 1$ V na diodách při maximálním proudu 1,5 A. Za minimální napětí u LM317 považujeme výstupní napětí stabilizátoru, zvětšené o 3 V. Dosadíme: $\{1,5 \arccos(-23/28,55)\} / \{2\pi 50(28,55 - 23)\} = 0,0022$. Je nutné počítat v radiánech. Kondenzátor 2,2 mF by měl vydržet amplitudu napájecího napětí, zvětšenou o 10 %: $(1,1\sqrt{2}(24)) = 37,33$. Pravděpodobně by vyhověl i kondenzátor na jmenovité napětí 35 V.

Zdroj je zařízení, které má být dlouhodobě spolehlivé a proto pro jistotu zvolíme kondenzátor na větší jmenovité napětí (50 V). Pokud se zvolí větší napětí na sekundární straně transformátoru, mohl by mít kondenzátor sice menší kapacitu, ale na druhé straně by musel být navržen na větší dovolené napěťové namáhání. Zvětšení napětí z větší i ztrátový výkon stabilizátoru a nároky na jeho chlazení.



Obr. 56. Zatížený stabilizátor se ŽD

mezni případ, $I_{2\min} = 0$. Protože se dioda v oblasti průrazu neotevírá okamžitě a skutečná charakteristika má v oblasti průrazu koleno, je vhodné zmenšit pracovní část charakteristiky volbou minimálního dovoleného proudu. Většinou se volí proud $I_{ZD\min} = 5$ mA. Bod charakteristiky diody při

$I_{ZD\min}$ se propojí s levým horním vrcholem obdélníku ($U_{1\min}$, $I_{2\max}$). Ze spodního pravého rohu ($U_{1\max}$, $I_{2\min}$) se vede kontrolní rovnoběžka. Nesmí protnout charakteristiku pod bodem maximálního dovoleného proudu $I_{ZD\max}$ diodou. Pokud k tomu dojde, musíme obměnit podmínky řešení. Je možné buď obdélník posunout doleva zvětšením napájecího napětí, nebo ho zúžit, jestliže zajistíme menší kolísání vstupního napětí. Ve svislém směru lze obdélník zúžit buď tím, že zmenšíme dovolený odběr proudu ze zdroje, nebo tím, že zajistíme nemožnost odpojení spotřebiče. Rovnoběžky představují zatěžovací charakteristiky zdroje (obr. 7) a z jejich sklonu lze určit potřebný odpor srážecího rezistoru: $R = \Delta U / \Delta I$ ($15 \text{ V} / 100 \text{ mA} = 150 \Omega$). Z pravého horního rohu obrázku lze určit i nejmenší dovolený zatěžovací odpor $R_{2\min} = 134 \Omega$ ($6,7 \text{ V} / 50 \text{ mA} = 134 \Omega$). Kolísání výstupního napětí stabilizátoru může být vyvoláno buď změnou vstupního napětí ($\Delta U_2 = 0,7 \text{ V}$), nebo změnou odběru proudu spotřebičem ($\Delta U_2 = 1 \text{ V}$). Při současně změně vstupního napětí a odběru proudu může výstupní napětí na diodě kolísat od 6,7 V do 8,4 V.

Grafické řešení je sice pracné, ale je názorné. Na jeho základě lze odvodit i početní vztahy pro návrh obvodu. Problém určení odporu se nakreslením změny na úlohu určit délky stran trojúhelníku. Maximální odpor R_{\max} srážecího rezistoru je omezen kolenem charakteristiky neboli minimálním proudem $I_{ZD\min}$ diodou. Pro vodorovnou stranu trojúhelníku platí: $U_{R\max} = U_{1\min} - U_Z - r_D I_{ZD\min}$ a pro svislou: $I_{R\max} = I_{2\max} + I_{ZD\min}$. Obdobně lze odvodit ze spodní rovnoběžky nejmenší možnou velikost odporu R_{\min} srážecího rezistoru. Proto $U_{R\min} = U_{1\max} - U_Z - r_D I_{ZD\max}$ a pro svislou odvěsnu $I_{R\min} = I_{2\min} + I_{ZD\max}$. Po dosazení do Ohmova zákona získáme dvě podmínky pro návrh odporu:

$$R_{\max} \leq (U_{1\min} - U_Z - r_D I_{ZD\min}) / (I_{2\max} + I_{ZD\min}),$$

$$R_{\min} \geq (U_{1\max} - U_Z - r_D I_{ZD\max}) / (I_{2\min} + I_{ZD\max}).$$

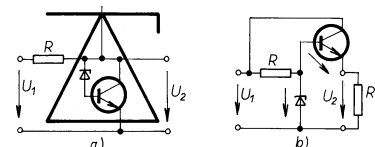
Po dosazení údajů z našeho zadání vyjde $R_{\max} \leq 151 \Omega$ a $R_{\min} \geq 134 \Omega$. Protože R_D bývá malý, je možné většinou úbytek na dynamickém odporu diody zanedbat a vztahy zjednodušit.

Protože stabilizátor zatížený odporem R_2 je možné přepočítat za pomoci Théveninovy věty na nezatížený obvod ($U_i = U_1 R_2 / (R + R_2)$ a $R_i = (1/R + 1/R_2)^{-1}$), budeme přenos zvlnění řešit pro nezatížený stabilizátor. Za zvlnění budeme považovat střídavou složku napětí ΔU_1 . Z rov-

nice popisující charakteristiku diody: $U_2 = U_Z + r_D I_{ZD}$ plyne, že diodu si lze představit jako sériové spojení ideální Zenerovy diody s jejím vlastním dynamickým odporem r_D . Do série s diodou je ještě zapojen srážecí rezistor R a vstupní zdroj. Pro proud v obvodu bude podle Ohmova zákona platit: $I_{ZD} = (U_1 - U_Z) / (R + r_D)$. Dosazením do předchozí rovnice získáme vztah, popisující napětí na diodě (výstupní napětí): $U_2 = U_Z + r_D (U_1 - U_Z) / (R + r_D)$. Dosadíme-li do rovnice údaje z našeho příkladu, je pro $U_1 = 15 \text{ V}$, $I_2 = 0$: $I_{ZD} = 49 \text{ mA}$ a $U_2 = 7,6 \text{ V}$, což odpovídá i grafickému řešení. Definujeme-li kolísání jako rozdíl maximálního a minimálního napětí ($\Delta U = U_{\max} - U_{\min}$) a odečteme-li vzájemně rovnice pro maximální a minimální napětí na diodě, dostaneme vztah:

$$\Delta U_2 = \Delta U_1 r_D / (R + r_D),$$

který vlastně popisuje nezatížený dělič napětí z R a r_D . Pro náš příklad vychází výstupní zvlnění $\Delta U_2 = 0,8 \text{ V}$ při změně vstupního napětí o $\Delta U_1 = 7 \text{ V}$.



Obr. 57. Stabilizátory s tranzistorem; a) paralelní, b) sériový

Připojení tranzistoru umožňuje podstatně zmenšit zatížení diody. Zároveň se zmenší kolísání proudu diodou, vyvolané proměnným odběrem proudu spotřebičem. Dioda je zatížena proudem do báze a ten je většinou alespoň stokrát menší než kolektorový proud, protékající spotřebičem. Tranzistor lze zapojit jako paralelní stabilizátor anebo častěji do série se spotřebičem. V prvním případě vznikne „superdioda“: $I_{st} = I_{ZD} + I_c$ a $U_{st} = U_{ZD} + U_{be}$, kde $U_{ZD} = U_Z + r_D I_{ZD}$. Proud Zenerovou diodou je totožný s proudem do báze ($I_b = I_{ZD}$) a zároveň platí: $I_b = I_c / h_{21e}$. Po dosazení do předchozí rovnice je: $I_{st} = (1 + h_{21e}) I_{ZD}$. Při větším proudovém zesílení h_{21e} je možné jedničku ve vztahu zanedbat. Přechod báze-emitor je vlastně dioda v propustném směru a ta vykazuje logaritmickou závislost napětí na proudu. Přesný popis napětí na stabilizátoru by byl zbytečně složitý; v praxi se uvažuje na otevřeném přechodu tranzistoru asi $U_{be} = 0,7 \text{ V}$. „Superdioda“ má tedy pracovní část charakteristiky popsanou rovnicí: $U_{st} = 0,7 + U_Z + r_D I_{st} / h_{21e}$. Srovnáním poslední rovnice s rovnicí popisující samotnou Zenerovu diodu vidíme, že se dynamický odpor dělí proudovým zesílením h_{21e} a zapojení proto bude lépe stabilizovat. Navíc je podstatně zvětšilo dovolené zatížení: $I_{st} = h_{21e} I_{ZD}$. Vychází-li proud do báze příliš malý, zvětšuje se proud Zenerovou diodou rezistorem mezi bází a zemí.

Protože jsme touto úvahou zjednodušili zapojení na „superdiodu“, můžeme použít pro řešení stejný postup i vzorec jako u předcházejícího příkladu. Maximálně bude stabilizátor zatížen při odpojení spotřebiče. Zapojení si uchovává odolnost stabilizátoru vůči zkratu na výstupu, protože zkratový proud neteče stabilizační součástkou.

Příklad 7. Grafický návrh stabilizátoru

Návrhujeme stabilizátor výstupního napětí $U_2 = 7 \text{ V}$ s maximálním odběrem proudu $I_{2\max} = 50 \text{ mA}$. Předpokládáme zdroj se vstupním napětím $U_1 = 18,5 \text{ V}$ a s kolísáním napětí $\pm 19 \%$. Tomu odpovídá rozsah vstupního napětí od $U_{1\min} = 15 \text{ V}$ do $U_{1\max} = 22 \text{ V}$. V katalogu jsme vyhledali Zenerovu diodu s průrazným napětím $U_Z = 6,6 \text{ V}$ s dynamickým odporem $r_D = 20 \Omega$. Maximální dovolený proud diodou je $I_{ZD\max} = 100 \text{ mA}$. Úkolem je navrhnout odpor R srážecího rezistoru a určit kolísání výstupního napětí.

Charakteristiku diody v pracovní oblasti nahradíme přímkou, propojením bodu $U_Z = 6,6 \text{ V}$ na charakteristice proudu s libovolným bodem vyhovujícím rovnici přímky, popisující napětí na diodě: $U_2 = U_Z + r_D I_{ZD}$ (např. $I_{ZD} = 100 \text{ mA}$ a $U_2 = 8,6 \text{ V}$). Je vidět, že dynamický odpor diody je velmi velký. Většina diod má dynamický odpor okolo 1Ω , v katalogu lze však najít i diody s $r_D = 50 \Omega$. Sestrojíme obdélník, vymežující oblast řešení. Vodorovná základna je určena $U_{1\min}$, $U_{1\max}$ a výšku obdélníka určuje rozsah odběru proudu $I_{2\min}$, $I_{2\max}$ spotřebičem. Zvolíme

Sériové zapojení stabilizátoru s tranzistorem představuje emitorový sledovač konstantního napětí v bázi. Podle druhého Kirchhoffova zákona platí: $U_{Zd} = U_{be} + U_{Rz}$, kde $U_{Rz} = R_2 I_e$. Protože napětí U_{Zd} na diodě je téměř konstantní, vyvolá případná změna výstupního napětí ($U_2 = U_{Rz}$) změnu napětí U_{be} . Jestliže se výstupní napětí zvětší, například po odpojení spotřebiče, musí se podle první rovnice zmenšit napětí U_{be} . Menší napětí U_{be} způsobí zmenšení vstupního proudu I_b do tranzistoru. Protože platí: $I_e = h_{21e} I_b$ a $I_e = I_b + I_c$ (obr. 18), zmenší se i výstupní proud I_e , pro I_e po dosazení platí: $I_e = (1 + h_{21e}) I_b$. Jednička se opět zanedbává ($I_e = I$). Menší výstupní proud vyvolá na rezistoru menší úbytek napětí U_{Rz} , takže se napětí stabilizuje na původní velikost.

Analogicky lze obdobnou úvahu použít pro zmenšení výstupního napětí. Postupným dosazením do první rovnice získáme: $U_{Zd} = U_{be} + h_{21e} R_2 I_b$. Rovnici si lze vyložit i tak, že jestliže vynásobíme emitorový odpor spotřebiče proudovým zesílením, můžeme ho převést do vstupního obvodu tranzistoru. Stabilizátor je tedy zatížen mnohem větším odporem. Zdánlivý přesun emitorového odporu do obvodu báze může často zjednodušit řešení tranzistorových obvodů.

Oproti předchozím zapojením se jedná o kvalitativně jiný princip stabilizace s využitím záporné zpětné vazby. Protože proud tranzistorem je omezen pouze zatěžovacím odporem a dynamickým odporem diod usměrňovače s impedancí transformátoru, zničí se při zkratu zdroje tranzistor. Není-li transformátor „měkký“, je nutné obvod doplnit proudovou pojistkou, pokud není jinak vyloučena možnost zkratu. Obvod lze řešit i jako obvyklý stabilizátor se Zenerovou diodou, který je zatížen malým proudem I_b do tranzistoru. Lze použít stejný postup jako v příkladu 7.

Příklad 8. Návrh stabilizátoru s tranzistorem

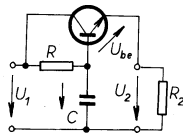
Pro jednoduchost ponecháme zadání minulého příkladu a obvod pouze doplníme tranzistorem s $h_{21e} = 100$. Při praktickém návrhu se nesmí zapomenout na to, že výstupní napětí bude o úbytek na přechodu báze-emitor menší. Takže pokud se nevymění Zenerova dioda, budeme řešit stabilizátor s výstupním napětím 6 V. Buď je možné celý výpočet ponechat s tím, že se zvětší maximální možný proud do spotřebiče stokrát na $I_{2max} = 5$ A, nebo přepočítáme parametry pro původní zadaný proud ($I_{2max} = 50$ mA). Maximální proud do báze se zmenší stokrát na $I_{b2max} = 0,5$ mA ($I_b = I_e/h_{21e}$). Dosadíme do vzorců:

$$R_{max} \leq (15 - 6,6 - 20,5 \cdot 10^{-3}) / ((0,5 + 5) \cdot 10^{-3})$$

$$R_{min} \leq (22 - 6,6 - 20 \cdot 100 \cdot 10^{-3}) / ((0 + 100) \cdot 10^{-3}).$$

Po vyčíslení vyjde $R_{max} \leq 1509 \Omega$ a $R_{min} \geq 134 \Omega$. Oproti původnímu zadání můžeme stokrát zvětšit odpor srážecího rezistoru, protože myšlený obdélník řešení se rovněž stokrát svisle zúžil zmenšením odběru proudu ze stabilizátoru. Při volbě se přikloníme k většímu odporu, aby se dioda příliš nezahřívala ztrátovým

výkonem. S rezervou vyhoví srážecí rezistor s $R = 1$ k Ω . Větší odpor srážecího rezistoru způsobí i menší rozkmit proudu při změnách vstupního napětí. Dosadíme-li do vzorce pro kolísání výstupního napětí stejný rozkmit jako v minulém příkladu ($\Delta U_1 = 7$ V), bude rozkmit vstupního napětí ΔU_2 jen 0,13 V ($7 \cdot 20 / (1000 + 20) = 0,13$). Pro R_{max} by se kolísání zmenšilo dokonce na 0,09 V. Protože dynamický odpor diody r_D bývá většinou mnohem menší než R , je možné vztah: $\Delta U_2 = \Delta U_1 r_D / (R + r_D)$ dělit r_D a jedničku ve jmenovateli zanedbat. Vztah se zjednoduší na: $\Delta U_2 = \Delta U_1 r_D / R$. Zapojení s tranzistorem umožňuje oproti klasickému řešení buď podstatně zvětšit proud do spotřebiče, nebo při stejném odběru proudu podstatně zmenšit kolísání napětí.



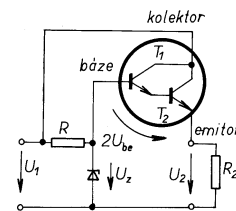
Obr. 58. Filtr s tranzistorem

Nahradi-li se Zenerova dioda kondenzátorem, získáme zajímavé zapojení, zmenšující rozkmit výstupního napětí. Kondenzátor se nabíjí s časovou konstantou $\tau_n = RC$ a vybíjí se s časovou konstantou $\tau_v = h_{21e} R_2 C$. Použili jsme stejný trik jako v předchozím případě a převodli jsme zatěžovací odpor do vstupního obvodu. Poslední rovnici si můžeme vyložit i jako zdánlivé zvětšení kapacity vyhlazovacího kondenzátoru jejím vynásobením proudovým zesílením. Filtrační schopnost takového obvodu proto musí být značně velká. Uvedená zjednodušená představa je trochu zavádějící, protože tímto zapojením v žádném případě nelze u zdroje nahradit filtrační kondenzátory s velkými kapacitami. Do spotřebiče musí totiž téci proud a potřebné množství náboje je schopen dodat pouze kondenzátor s velkou kapacitou (vodojem). Obvod se používá jako doplněk vyhlazovacího kondenzátoru k dodatečné filtraci napětí. Obě časové konstanty τ_n i τ_v jsou vzhledem k době trvání periody síťového napětí ($T = 20$ ms) natolik velké, že napětí na kondenzátoru není schopné sledovat změny vstupního proměnného napětí. Napětí na kondenzátoru se proto ustálí přibližně na průměrné (střední) hodnotě vstupního napětí a je téměř konstantní. Protože tranzistor je zapojen opět jako emitorový sledovač, bude téměř konstantní i výstupní napětí. Jeho velikost se však bude měnit, jestliže se změní střední hodnota vstupního napětí. Vzhledem k tomu, že je kondenzátor zatížen pouze malým proudem I_b , může být jeho kapacita poměrně malá a není kritická. Její velikost lze odhadnout z podmínky, aby vybíjecí konstanta byla alespoň pětinašobkem doby periody signálu s $f = 50$ Hz. Tomu odpovídá $\tau_v = 0,1$ s a kapacita je tedy $C \geq 0,1/h_{21e} R_2$.

Dosazením z Ohmova zákona ($R_2 = U_2/I_2$) lze vztah upravit: $C \geq I_2/(10 h_{21e} U_2)$. Za napětí U_2 se považuje střední hodnota vstupního napětí, zmenšená o úbytek na přechodu báze-emitor. Vezmeme-li z našeho zadání $U_{av} = 18,5$ V a maximální

proud do spotřebiče $I_{2max} = 50$ mA, bude zapotřebí kapacita kondenzátoru alespoň $C = 2,8 \mu F$.

V praxi bývá zvykem obě zapojení sloučit tak, že se kondenzátor připojuje paralelně k Zenerově diodě.



Obr. 59. Stabilizátor s „Darlingtonem“

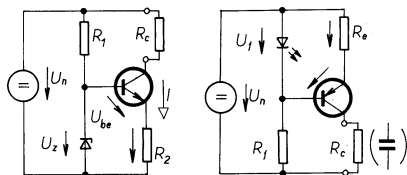
U všech zapojení s tranzistorem se velmi příznivě projevovala velikost proudového zesilovacího činitele h_{21e} . Darlingtonovo zapojení dvojice tranzistorů představuje „supertranzistor“, u něhož je výstupní proud ($I_{e1} = h_{21e1} I_{b1}$) prvního tranzistoru současně vstupním proudem druhého tranzistoru ($I_{b2} = I_{e1}$). Celkový výstupní proud je $I_{e2} = h_{21e2} I_{b2}$. Po dosazení zjistíme, že výstupní proud $I_{e2} = h_{21e2} h_{21e1} I_{b1}$ a celkové proudové zesílení „supertranzistoru“ je rovno součinu zesílení obou tranzistorů. Při odvozování jsme místo $I_e = I_c + I_b$ uvažovali $I_e = I_c$, protože pro větší proudové zesílení lze proud do báze zanedbat. Velké zesílení těchto tranzistorů je na druhé straně zapláceno větším úbytkem napětí ve vstupním obvodu, protože přechody báze-emitor obou tranzistorů jsou zapojeny do série. Oba tranzistory jsou umístěny v jednom pouzdře (i s ochrannou diodou) a jsou v provedení n-p-n i p-n-p. Použití Darlingtonovy dvojice tranzistorů zjednoduší návrh stabilizátoru, protože vlivem velkého zesilovacího činitele h_{21e} lze řešit stabilizátor jako nezatížený. Lze zanedbat i dynamický odpor diody a určit odpor R z druhého Kirchhoffova zákona: $U_{1av} = R I_{ZD} + U_Z$. Pro naše zadání (při volbě $I_{ZD} = 10$ mA) bude odpor srážecího rezistoru $R = 1190 \Omega$ ($(18,5 - 6,6)/0,01$).

Stabilizátory proudu

Jednoduché zapojení s integrovaným stabilizátorem bylo na obr. 46. I na základní zapojení operačního zesilovače můžeme pohlížet jako na stabilizátor proudu. U obou základních zapojení (invertující a neinvertující zesilovač) je proud obvodem určen vstupním napětím U_1 na rezistoru R_1 a jeho velikost nezávisí na R_2 . Nevýhodou těchto základních zapojení je to, že spotřebič R_2 není spojen se zemí.

Doplníme-li tranzistorový sériový stabilizátor napětí zatěžovacím odporem R_c v kolektoru, bude vlivem záporné zpětné vazby tímto odporem protékat konstantní proud, jehož velikost určuje odpor rezistoru R_2 . Z druhého Kirchhoffova zákona ($U_{Zd} = U_{be} + R_2 I$) se vypočítá odpor R_2 pro daný proud. Zatížení stabilizátoru tranzistorem je většinou možné rovněž zanedbat, takže odpor R srážecího rezistoru se určí z obdobné rovnice: $U_n = U_Z + R I_{ZD}$. Výpo-

čet je velmi jednoduchý a jednoduchá je i činnost obvodu. Jedná se o již vysvětlený stabilizátor konstantního napětí na rezistoru R_2 - napětí bude tehdy konstantní, bude-li konstantní i proud protékající tímto rezistorem. Proto změna zatěžovací impedance R_c nemá vliv na protékající proud. Tranzistor pracuje jako proměnný regulační odpor, udržující konstantní proud obvodem.



Obr. 60. Stabilizátory proudu

Nevýhodou prvního zapojení je to, že zatěžovací odpor R_c není propojen se zemí. Pokud postavíme obdobné zapojení s komplementárním tranzistorem p-n-p, můžeme zátěž uzemnit. Pro návrh platí stejné vztahy: $R_1 = (U_n - U_Z)/I_{ZD}$ a $R_2 = (U_{ZD} - U_{be})/I$. Ve funkci Zenerovy diody lze použít i LED nebo sériově spojené diody. LED může zároveň indikovat zapnutí přístroje. Obvod lze použít například jako součást generátoru napětí trojúhelníkového průběhu. Zdroj konstantního proudu umožní lineární nabíjení kondenzátoru (obr. 11).

Příklad 9. Návrh zdroje proudu

Pro generátor napětí trojúhelníkového průběhu s kmitočtem 1 kHz navrhne zdroj, který lineárně nabije kondenzátor na napětí 4 V za dobu 1 ms. Generátor je napájen ze zdroje $U_n = 6$ V.

Protože napájecí napětí je malé, zvolíme jako referenční diodu LED s malým příkonem, s předním napětím $U_F = 1,8$ V a s proudem v předním směru $I_F = 2$ mA. Pro lineární nabíjení kondenzátoru platí: $u_C = It/C$. Máme tedy možnost volit proud a kapacitu. Protože kondenzátor by měl být kvalitní, nepoužijeme elektrolytický, ale fóliový kondenzátor. Aby nabíjecí proud nebyl příliš malý, použijeme kondenzátor s co největší kapacitou, který se ještě běžně prodává ($C = 1$ μ F). Z posledního vztahu vyjádříme proud a dosadíme (4 V 1 μ F) / (1 ms). Budeme tedy potřebovat zdroj proudu $I = 4$ mA. Dělíme-li tento kolektorový proud zesilovacím činitelem tranzistoru, který můžeme uvažovat větší než sto, zjistíme, že proud do báze je vzhledem k proudu I_F diodou zanedbatelný a můžeme počítat s nezátíženým stabilizátorem. Dosazením do vztahů odvozených na základě druhého Kirchhoffova zákona

($R_f = (U_n - U_F)/I_F$ a $R_e = (U_F - U_{be})/I$), dostaneme $R_f = 4,2$ k Ω a $R_e = 1,2$ k Ω . Uvažovali jsme málo otevřený tranzistor s $U_{be} = 0,6$ V. Protože odpor 4,2 k Ω není v řadě, zvolíme nejbližší větší, 4,3 k Ω . Pro hlídání velikosti napětí na kondenzátoru a k jeho rychlému vybití lze využít např. integrovaný obvod (časovač) 555. (Zkuste doplnit zapojení).

Pomocné obvody zdrojů

Zdroj musí být za všech okolností bezpečný a proto musí vyhovovat příslušným bezpečnostním předpisům. Kromě elektronické pojistky integrovaného stabilizátoru musí být na primární straně transformátoru klasická tavná pojistka, zařazená do fázového vodiče, která zabráni přetížení transformátoru při poruše zdroje. Má-li transformátor několik vinutí, doporučuje se zapojit pojistky i na sekundární stranu, protože zkrat jednoho vinutí nemusí vyvolat přerušení pojistky na primární straně. Zdroj by měl být vybaven síťovým dvojpólovým spínačem a pokud je umístěn v kovové skřínce, musí být zabezpečeno dokonalé propojení s ochranným vodičem.

Diody usměrňovače jsou zdrojem výrušení (viz komutace diod) a proto je nutné doplnit usměrňovač odrušovacími keramickými kondenzátory. Jejich kapacity se volí většinou v rozsahu od deseti do sta nanofaradů. Některé integrované stabilizátory mají tendenci se rozkmitat. Proto se v těsné blízkosti vývodů zapojují keramické blokovací kondenzátory. I když to není nutné, zapojuje se většinou na výstup integrovaného stabilizátoru další elektrolytický kondenzátor s malou kapacitou. Jeho funkcí je vytvořit zásobárnu náboje pro náhlé změny odběru proudu. Filtrační kondenzátor se někdy připojuje i na spodní rezistor děliče stabilizátorů s proměnným napětím. Protože výstup stabilizátoru není ošetřen pro případný opačný směr proudu (do výstupu stabilizátoru), je vhodné přemostit stabilizátor ochrannou diodou. Po špatných zkušenostech, které jsem získal při dobíjení akumulátoru stabilizovaným zdrojem, při němž vypadlo napětí v síti, použití ochranných diod doporučuji. Dioda zabráni i vybíjení výstupního kondenzátoru do výstupu stabilizátoru. Nejvhodnější by teoreticky byla germaniová dioda, protože má menší úbytek napětí v propustném směru oproti křemíkové. Stabilizátory s vyvedenou zpětnou vazbou (např. L4960) mohou mít ochrannou diodu zapojenu i do série se stabilizátorem, pokud se zapojí před snímací rezistor. Pro správnou činnost vyžadují stabilizátory minimální zatěžovací proud. U nastavitelných stabilizátorů se využívá k tomuto účelu proud děličem a u stabilizátorů pevného napětí se minimální proud využívá k optické indikaci zapnutí zdroje.

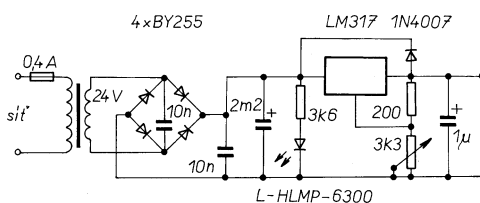
Příklad 10. Návrh regulovatelného zdroje 1,3 až 20 V/1,5 A (obr. 61)

Použijeme výsledky z příkladu 6 ($U_{sek} = 24$ V/1,5 A a $C = 2,2$ mF). Primární proud je $I_{prim} = 0,16$ A ($1,5 \cdot 24 / 220$). Pojistka se vzhledem k nárazovému proudu při zapnutí zdroje volí pro větší proud, než je proud jmenovitý (např. 0,4 A). Požadavky na usměrňovací diody nejsou velké a pro dané napěťové a výkonové namáhání vyhoví s dostatečnou rezervou např. BY255 (3 A/100 V). Odebíraný proud není velký a pro-

to zvolíme menší kapacity odrušovacích keramických kondenzátorů (10 nF). Protože výstupní napětí je proměnné, bude jednodušší indikovat zapnutí zdroje luminiscenční diodou, zapojenou před stabilizátor. Zvolíme obyčejnou LED s $U_F = 1,8$ V a $I_F = 10$ mA (např. L-HLMP-6300). Pro nejnepříznivější případ musí být ochranný rezistor $R = (U_{max} - U_F)/I_F$ (3,6 k Ω). Minimální zatěžovací proud u stabilizátoru LM317 nemá být menší než 5 mA. Z toho vyplývá podmínka pro volbu odporu rezistoru děliče: $R_2 < 1,25 / 0,005$ (250 Ω). Zvolíme (z řady) $R_2 = 200$ Ω ($I = 6,25$ mA). Na odpor R_1 rezistoru děliče zbývá při maximálním výstupním napětí 18,75 V. Dosazením do $R_1 = U_{R1}/I$ získáme (z řady) $R_1 = 3$ k Ω . Pokud vycházejí odpory mimo řadu, je vhodné obměňovat R_2 a dopočítávat R_1 . Potenciometry se většinou vyrábějí v řadě E 6 nebo v řadě 2, 5, 10. Zvolíme 3,3 k Ω a odpor R_1 zvětšíme na 220 Ω . Návrh kontrolujeme dosazením do vztahu pro napětí U_{vyst} stabilizátoru ($(1 + 3300 / 220) \cdot 1,25 = 20$). Kondenzátor na výstupu stabilizátoru se volí s malou kapacitou (1 μ F/25 V). Ochranná dioda není trvale zatížena, takže by mohla vyhovovat i jednoampérová dioda 1N4009. Výkonová ztráta stabilizátoru je při maximálním odběru proudu při nastaveném minimálním napětí značná, na což je nutné pamatovat při volbě chladiče.

Příklad 11. Návrh stabilizovaného zdroje 2 \times 15 V/4 A (obr. 62, na další straně)

I když u tohoto zapojení protéká proud vždy pouze jednou diodou, je možné vzorce pro návrh kapacity ponechat beze změny, protože se od výstupního napětí odečítá úbytek U_{be} na „zesilovací“ tranzistoru. Stejným postupem volíme $U_{sek} = 20$ V ($1,1 \cdot (15 + 3 + 0,7)$). Nejmenší maximální napětí je $U_{max} = (0,9 \sqrt{2} \cdot 20) - 2$ a minimální dovolené napětí je $U_{min} = (15 + 3 + 0,7)$ V. Kapacitu určíme dosazením do vztahu: $\{4 \arccos(-18,7 / 25,46)\} / \{100 \pi (25,46 - 18,7)\} = 0,0045$. Maximální napěťové namáhání kondenzátoru je při maximálním napětí v síti ($1,1 \cdot 20 \cdot \sqrt{2}$). Zvolíme kondenzátor 4,7 mF/35 V. Jako usměrňovač použijeme šestiampérový můstek B250C6000, protože je levnější než pětiampérové diody. Vzhledem k větším proudům zvolíme odrušovací kondenzátory s větší kapacitou (100 nF) a stejnými kondenzátory zablkujeme v těsné blízkosti pouzdra i vývody stabilizátorů. Zapojení, umožňující zvětšit odběr proudu, je převzato z katalogového listu firmy SGS Thomson. Zvětší-li se proud stabilizátorem nad 200 mA, otevře napětí na rezistoru R_1 „posilovací“ tranzistor T_1 . Až bude odběr proudu větší než $I_{max} = U_{be2} / R_2$ (3,5 A), otevře se tranzistorová



Obr. 61. Stabilizovaný zdroj 1,3 až 20 V/1,5 A

Obr. 62. Stabilizovaný zdroj 2x 15 V / 4 A

pojistka s T_2 , čímž přestane být buzen výkonový tranzistor.

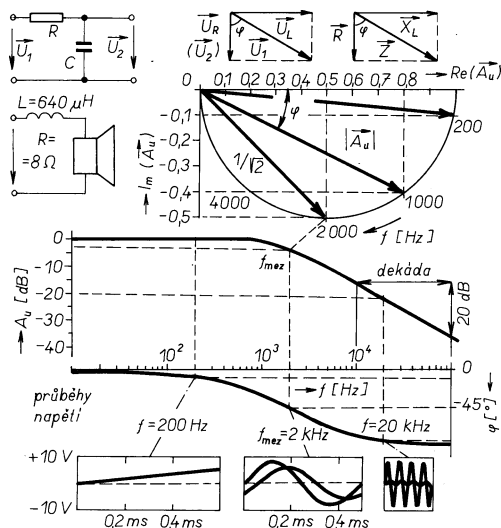
Záporná větve zdroje je řešena stejným způsobem. Jsou použity stabilizátory pevného napětí 7815 a 7915 a výkonové tranzistory BD243C a BD244C (6 A/100 V). Ve funkci pojistek jsou zapojeny BC327 a BC337. Diody BY550 zaručují správný směr průchodu proudu při nestandardní zátěži. Vyžadované minimální zatěžovací proudy stabilizátorů jsou získány indikací činnosti zdroje (napájení svítivých diod). Odpor omezovacích rezistorů (1,5 k Ω) se opět určí z 2. Kirchhoffova zákona. Zdroj lze ovšem vyřešit mnohem jednodušeji s výkonovými stabilizátory (např. LM137 a LM138) - takové řešení je však zatím o dost dražší.

Filtry

Za filtrační články považujeme kmitočtově závislé děliče napětí, u nichž přenos značně závisí na kmitočtu. Nejpoužívanějšími filtry jsou dolní a horní propust. Dále se lze ještě setkat s pásmovou propustí a méně často s pásmovou zadrží. Horní i dolní propust lze realizovat sériovým spojením cívky a rezistoru nebo častěji kondenzátoru a rezistoru. Analogicky lze realizovat i paralelní zapojení.

Dolní propust

Základní dolní propust je známá i pod názvem integrační článek, protože výstupní napětí je přibližně integrálem vstupního napětí. Přivedeme-li na tento článek sinusový signál, je výstupní signál posunutý o -90° . To odpovídá funkci $-\cos x$, která je výsledkem integrace $\sin x$. Bude-li časová konstanta obvodu dostatečně velká (nabíjení ze zdroje proudu), bude se při připojení stejnosměrného zdroje napětí na kondenzátoru zvětšovat přibližně lineárně. Integrálem konstanty je kx , což je rovnice „rostoucí“ přímky.



Obr. 63. Dolní propust - schéma, fázorové diagramy, přenosové charakteristiky

rezistoru, protože při tomto kmitočtu je $R = X_L$. Fázorový diagram má tvar čtverce, jehož úhlopříčka odpovídá velikosti vstupního napětí a strana velikosti výstupního napětí. Fázový posuv mezi úhlopříčkou a stranou čtverce je 45° a poměr strany ku úhlopříčce je $1/\sqrt{2}$, což vyplývá z Pythagorovy věty. Ke stejnému výsledku dojdeme i dosazením $R = \omega L$ do vzorce pro velikost přenosu. Častěji se uvádí mezní kmitočet jako kmitočet, při němž se přenos zmenší na -3 dB ($20 \log(1/\sqrt{2})$). Z podmínky rovnosti impedancí obou prvků se určí, že $\omega_{mez} = R/L$ ($f_{mez} = R/2\pi L$). Již dříve jsme definovali, že $\tau = L/R$, takže $\omega_{mez} = 1/\tau$.

Je možné upravit i vzorec pro velikost přenosu: $A_u = 1/\sqrt{1 + (\omega/\omega_{mez})^2}$. Užitečný je normovaný tvar s poměrným kmitočtem vztaženým k dělicímu kmitočtu:

$A_u = 1/\sqrt{1 + (f/f_{mez})^2}$,
popř. $A_u = 1/\sqrt{1 + (f/f_{mez})^2}$. Obdobně by bylo možné dosadit do vzorce pro komplexní přenos a určit fázový posuv:

$$\varphi = -\arctg(f/f_{mez})$$

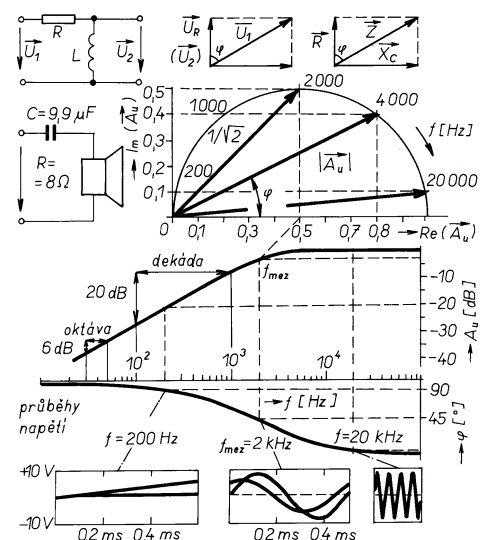
($\varphi = -\arctg(X_L/R$, obr. 13).

Stejně vztahy lze odvodit i pro kondenzátorový integrační článek s časovou konstantou $\tau = RC$ ($f_{mez} = 1/(2\pi RC)$).

Přenosové charakteristiky se na semi-logaritmickém papíru snadno sestavují, protože od mezního kmitočtu klesají se strmostí 20 dB na dekádu. Znamená to, že za mezním kmitočtem vyvolá desetinásobné zvětšení kmitočtu desetinásobné zmenšení přenosu článku. Protože se jedná o přímou úměru, bude přenos při dvojnásobném zvětšení kmitočtu dvakrát menší. Dvojnásobnému zvýšení kmitočtu odpovídá v akustice oktáva osmi tónů a změna přenosu na polovinu je v decibelech: $20 \log 0,5 = -6$. Stejný pokles lze někdy označovat jako pokles 6 dB/oktávu.

Horní propust

Tyto obvody se chovají přesně opačně a obvody na obr. 64 jsou známy i pod názvem derivační články. Polohy součástek jsou zaměněny a chování obvodů lze vysvětlit obdobně. Mezní kmitočet je defi-



Obr. 64. Horní propust - schéma, fázorové diagramy, přenosové charakteristiky

nován stejně a platí pro něj stejné vztahy. Charakteristiky jsou inverzní a mají obdobný tvar. Stejným způsobem lze pro přenos odvodit: $A_u = j(f/f_{mez})/(1 + j(f/f_{mez}))$. Velikost přenosu je:

$$A_u = (f/f_{mez})/\sqrt{1 + (f/f_{mez})^2}$$

a posuv: $\varphi = \arctg(f_{mez}/f)$.

Příklad 12. Návrh reproduktorové vyhybky 6 dB na oktávu

Protože neexistuje elektroakustický měnič schopný přenést dostatečně kvalitně a s dostatečným výkonem celé akustické pásmo (20 Hz až 20 kHz), řeší se kvalitní reprodukce rozdělením zvukového spektra na několik pásem a jejich odděleným zpracováním „specializovanými“ reproduktory. Nejjednodušší řešení spočívá v oddělení výšek. Horní dekádu kmitočtů bude reprodukovat výškový reproduktor a zbývající dvě dekády výkonný basový reproduktor. Skutečné náhradní schéma impedance reproduktoru je velmi komplikované a proto je přesný návrh velmi složitý. Při orientačním řešení se uvažuje impedance reproduktoru reálná ($Z_{jm} = R$). Vybereme tedy zapojení horní a dolní propusti s odporovým výstupem.

Ze vzorců pro mezní kmitočty ($f_{mez} = 1/(2\pi RC)$ a $f_{mez} = R/(2\pi L)$) vyjádříme indukčnost a kapacitu filtrů. Rozdělíme akustické pásmo (20 Hz až 20 kHz) na tři dekády a uvažujeme dělicí kmitočty $f_{mez} = 2$ kHz a reproduktory se jmenovitou impedancí $Z_{jm} = 8 \Omega$. Po úpravě a dosazení dostaneme: $L = 0,64$ mH a $C = 9,9$ μ F. Dělicí kmitočty obou filtrů se volí záměrně stejné. Při tomto kmitočtu se výkon zesilovače ($P_1 = U_1^2/R_{celk}$) rozdělí přesně na dvě poloviny mezi oba reproduktory, protože výstupní napětí na obou reproduktorech je při mezním kmitočtu stejné ($U_2 = U_1/\sqrt{2}$). Lze realizovat vyhybky i se sériovým spojením reproduktorů s paralelními reaktancemi. Ty potom pracují jako bočníky, odvádějící signál s nežádoucím kmitočtem mimo reproduktor. Vzorce pro návrh jsou stejné.

Stejně vzorec lze použít i pro návrh třípásmové soustavy. Prostřední filtr se při vysokých kmitočtech chová jako dolní propust (LR) a při nízkých jako horní propust (CR). Takto navržené vyhybky jsou v literatuře uváděny jako soustava s konstantní impedancí. Pro celkovou vodivost horní a dolní propusti platí:

$$Y = [1/(R + j\omega L)] + [1/(R + (j\omega C)^{-1})] = (1 - \omega^2 LC + j2\omega RC) / \{R[1 - \omega^2 LC + j(\omega RC + \omega LR^{-1})]\}$$

Zajistíme-li platnost rovnice: $2\omega RC = \omega RC + \omega LR^{-1}$, výraz se zkrátí ($Y = 1/R$) a impedance bude reálná a nezávislá na kmitočtu. Po úpravě rovnice je $C = L/R^2$ a této podmínce náš návrh vyhovuje ($9,9 \cdot 10^{-6} = 640 \cdot 10^{-3}/8^2$). To, že se celá soustava chová jako reálná zátěž, je velmi příznivé pro zesilovač. Při komplexní zátěži se totiž pracovní bod zesilovače nepohybuje po zatěžovací přímce, ale po obecné křivce. Tato křivka může překročit hyperbolu maximálního ztrátového výkonu koncového tranzistoru a ten se z „neznámých“ důvodů zničí. Skutečnost je ještě složitější, protože reproduktor nemá odpor, jak jsme dosud uvažovali, ale impedance s poměrně složitým náhradním schématem. Pohyb membrány reproduktoru je vyvolán silovými účinky stálého magnetického pole na vodič protékáný proudem. Ke zvětšení citlivosti je tento vodič svinut do cívky (kmitací cívka) a indukčnost této cívky nelze zanedbat. Nejjednodušší náhradní schéma impedance reproduktoru by tedy bylo tvořeno sériovým spojením rezistoru 4 nebo 8 Ω a cívky s indukčností několik milihenry. Tato indukčnost se někdy kompenzuje paralelním připojením sériového členu RC . Účelem je dosáhnout trvale stálé reálné impedance tohoto zapojení. Odpor rezistoru je shodný s odporem cívky a kapacita se určí z již uvedeného vztahu ($C = L/R^2$). Je nutné si uvědomit, že se obvod chová stejně jako reproduktorové vyhybky a od mezního kmitočtu se téměř celý výkon ztratí na kompenzačním rezistoru. Mezní kmitočty kompenzačního obvodu proto musí být vyšší než je uvažovaný kmitočtový rozsah reproduktoru. Na druhé straně je možné indukčností reproduktoru využít při návrhu - o indukčnost reproduktoru můžeme zmenšit vypočítanou indukčnost dolní propusti. Někdy je indukčnost dostatečně velká a pak lze úplně vynechat cívku dolní propusti u třípásmové soustavy. Sériový kompenzační člen RC se proto většinou používá pouze u třípásmové soustavy u reproduktoru pro střed pásmo. U basového reproduktoru indukčnost vítáme a u výškového reproduktoru hrozí, že se výkon na vyšších kmitočtech ztratí v kompenzačním rezistoru.

Vyhybka pro střední pásmo je u třípásmové soustavy tvořena sériovým spojením kondenzátoru s cívkou a navrhuje se stejným způsobem jako ostatní vyhybky. Podle použitých reproduktorů se zvolí

mezní (dělicí) kmitočty (např. 500 Hz a 10 kHz). Pro reproduktory s impedancí 4 Ω můžeme po dosazení do vzorců: $L = R/(2\pi f_d)$ a $C = 1/(2\pi f_d R)$ určit $L_1 = 1,27$ mH; $L_2 = 63,7$ μ H; $C_1 = 79,6$ μ F; $C_2 = 3,98$ μ F - návrh vyhybky uvedeným způsobem je ovšem pouze přibližný, protože nerespektuje všechny složky impedance reproduktoru.

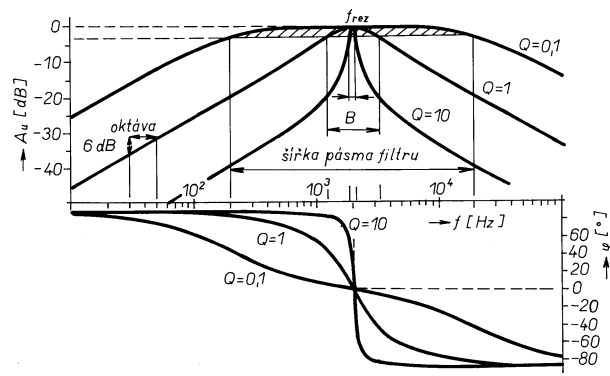
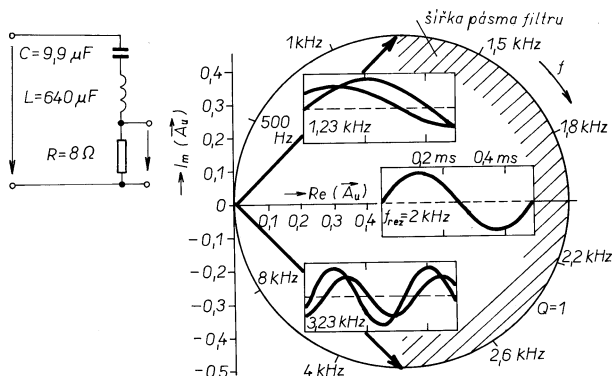
Realizace prvků vyhybky není jednoduchá, protože se jedná o poměrně velké indukčnosti a kapacity, které mají zpracovávat signály s velkým rozsahem kmitočtů. Cívka se realizuje obvykle jako vzduchová, vinutá tlustým drátem, protože impedance reproduktoru je malá a obvodem proto protékají velké proudy. Konkrétní návrh cívky byl uveden např. v AR B3/95. Kondenzátory se používají svitkové MP nebo fóliové. Obyčejné elektrolytické díky svým kmitočtovým a dalším vlastnostem nevyhovují.

Pásmová propust

Jeden typ pásmové propusti byl uveden při návrhu vyhybky pro střední reproduktor. Tento obvod se pro vysoké kmitočty chová jako dolní propust (LR) a pro nízké kmitočty jako horní propust (CR). Uprostřed nastane stav, při kterém bude napětí na reaktancích stejně velké ($U_L = U_C$). Proud v sériovém obvodu je u všech součástek obvodu stejný a napětí jsou proto vůči sobě posunuta o 180° (obr. 14). Výsledné napětí ($U = U_C + U_L + U_R$) je proto při tomto kmitočtu rovno napětí na rezistoru, protože složky na reaktancích se vzájemně odečtou. Napětí na rezistoru je ve fázi s proudem, takže i fázový posuv zapojení je nulový. Obvod se nazývá rezonanční a rezonanční kmitočty se určí z rovnosti napětí při rezonanci ($U_L = U_C$). Po dosazení z Ohmova zákona ($U = XI$) a za reaktance dostaneme: $\omega L = 1/\omega C$. Z rovnice se určí Thomsonův vztah pro rezonanční kmitočty:

$$\omega_{rez} = 1/\sqrt{LC} \text{ nebo } f_{rez} = 1/[2\pi\sqrt{LC}].$$

Stejně jako napětí se odečítají i reaktance a proto se při rezonanci zmenší impedance na minimum ($Z_{rez} = R$). Obvodem proto protéká při rezonanci maximální proud. Zajímavé je, že vlivem rezonance mohou dosahovat napětí na kondenzátoru i na cívce několikanásobku vstupního napětí. Pro rezonanční proud platí: $I_{rez} = U_1/R$ a napětí na reaktanci je: $U_{rez} = I_{rez} X_{rez}$. Definujeme-li obdobně jako u cívky činitel jakosti Q obvodu jako poměr reaktance X_{rez} k činnému odporu R , dostaneme:



$U_{\text{rez}} = QU_1$. Pro velmi malá R se rezonanční napětí na cívce i na kondenzátoru blíží nekonečnu. Rezonanci lze proto využít i k získání vysokého napětí, např. v Teslově transformátoru.

Přenos se opět odvodí z poměru impedancí děliče napětí ($A_u = Z_2/(Z_1 + Z_2)$): $A_u = R/\{R + j\omega L + (j\omega C)^{-1}\}$, což lze upravit: $A_u = 1/[1 + j\{(\omega L)/R - 1/(\omega RC)\}]$. Pro velikost přenosu platí:

$$A_u = 1/\sqrt{1 + \{(\omega L)/R - 1/(\omega RC)\}^2}.$$

Pro vysoké kmitočty lze zanedbat $1/\omega RC$ a vztah bude stejný (a tedy i charakteristiky) jako u dolní propusti. Pro rezonanční kmitočet vypadne imaginární složka a přenos je roven jedné s nulovým posuvem. Pro nízké kmitočty lze zanedbat $(\omega L)/R$ a obvod se chová jako horní propust.

Důležitým parametrem je šířka pásma propustnosti B filtru, což je kmitočtová oblast, ohraničená zmenšením přenosu A_u o 3 dB ($1/\sqrt{2}$). Pro tento přenos bude imaginární složka ve jmenovateli rovna ± 1 . Řešení vede na dvě kvadratické rovnice: $(\omega^2 LC \pm \omega RC - 1 = 0)$ se dvěma kladnými kořeny:

$$\omega_{\text{hmez}} = [RC + \sqrt{(RC)^2 + 4LC}] / 2LC$$

$$\omega_{\text{dmez}} = [-RC + \sqrt{(RC)^2 + 4LC}] / 2LC$$

Dosadíme-li za šířku pásma $B = \omega_{\text{hmez}} - \omega_{\text{dmez}}$ dostaneme jednoduchý vztah: $B = R/L$. Zlomek lze rozšířit ω_{rez} a po dosazení za činitele jakosti obvodu ($Q = \omega_{\text{rez}} L/R$) získáme rozšířenější vztah: $B = \omega_{\text{rez}}/Q$ nebo obdobný vztah pro šířku pásma v hertzech: $B = f_{\text{rez}}/Q$. Pro součástky na obrázku vychází $f_{\text{hmez}} = 3228$ Hz; $f_{\text{dmez}} = 1238$ Hz a $B = 1990$ Hz. Obdobné vztahy lze odvodit i pro paralelní rezonanční obvod s proudovou rezonancí. Cirkulační rezonanční proudy, které vyměňují energii mezi polem cívky a kondenzátoru, se u ideálního rezonančního obvodu budou při rezonanci blížit nekonečnu ($I_{\text{rez}} = QI_1$). Obvod se při rezonanci vyznačuje téměř nulovou vodivostí a zanedbatelným proudem. Při kmitočtu nižším než je rezonanční je výstupní odpor zkratován cívkou a při vyšším kondenzátorem. Maximální přenos je opět roven jedné při rezonanci, kdy se vliv admittancí vzájemně kompenzuje. Situace se trochu komplikuje, má-li cívka velký odpor vinutí. Z fázorového diagramu náhradního zapojení pak lze odvodit:

$$\omega_{\text{rez}} = 1/\sqrt{LC - R^2/L^2}.$$

Wienův článek je pásmová propust bez indukčnosti. Při nízkém kmitočtu nepustí první kondenzátor do obvodu proud, takže na výstupu nebude napětí. Při vysokém kmitočtu proud sice poteče, ale výstupní rezistor bude zkratován druhým kondenzátorem a výstupní napětí bude opět nulové. Při určitém (kvazirezonanč-

Obr. 67. Reproduktorové výhybky 12 dB/okt.

ním) kmitočtu bude přenos maximální. Přenos opět odvodíme z poměru impedancí děliče: $A_u = Z_2/(Z_1 + Z_2)$. Protože výstupní impedance je tvořena paralelním spojením dvou součástí, je vhodné tvar upravit dělením Z_2 : $A_u = 1/(Z_1 Y_2 + 1)$. Po dosazení za $Z_1 = R_1 + 1/(j\omega C_1)$ a $Y_2 = 1/R_2 + j\omega C_2$ a vynásobení je: $A_u = 1/[(1 + R_1/R_2 + C_2/C_1) + j\{\omega C_2 R_1 - 1/(\omega C_1 R_2)\}]$.

Přenos bude maximální s nulovým posuvem, pokud bude imaginární člen ve jmenovateli nulový. Z této podmínky určíme kvazirezonanční kmitočet: $\omega_{\text{rez}} = 1/\sqrt{(R_1 R_2 C_1 C_2)}$. Zvolíme-li součástky tak, aby platilo $R_1 = R$; $R_2 = R/n$; $C_1 = C$ a $C_2 = nC$, bude $\omega_{\text{rez}} = 1/RC$.

Stejným postupem jako u rezonančního obvodu lze odvodit pro šířku pásma jednoduchý vztah: $B = (2+n^{-1})f_{\text{rez}}$. Srovnáním přenosových charakteristik zjistíme, že optimální vlastnosti má článek se stejnými hodnotami součástí ($n = 1$). Článek s větším maximálním přenosem má neúměrně široké pásmo a zmenšování přenosu pásmo podstatně nezúží. Při stejných součástkách se vzorec zjednoduší:

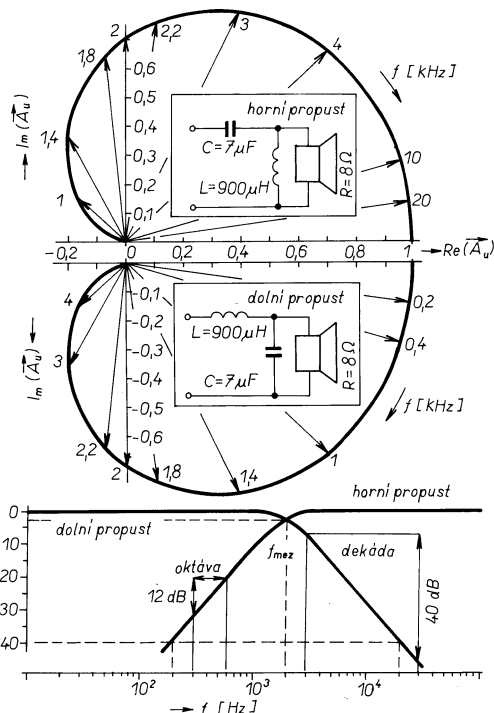
$$A_u = 1/[3 + j\{\omega CR - 1/\omega CR\}],$$

$$f_{\text{rez}} = 1/2\pi RC.$$

Maximální přenos je $1/3$ (-9,5 dB) s nulovým fázovým posuvem. Na obě strany přenos klesá opět se sklonem 20 dB na dekádu. Pro svoji jednoduchost a možnost přeladění současnou změnou pouze dvou prvků se tento obvod používá k nastavení kmitočtu sinusových generátorů. Přepínáním kondenzátorů se nastavuje rozsah kmitočtů a ladí se tandemovým potencio- metrem.

Příklad 13. Návrh reproduktorové výhybky 12 dB na oktávu

Tato reproduktorová výhybka vznikne sloučením sériového i paralelního zapojení. Basový reproduktor má při vyšších kmitočtech proud omezen sériovou cívkou a odveden kondenzátorem. Na obvod lze pohlížet i jako na sériový rezonanční obvod, jehož kapacita je zatížena malou impedancí re- produktoru.



Vzhledem k velkému „svodu“ kondenzátoru se rezonanční kmitočet posune a činitel jakosti obvodu je velmi malý ($Q < 1$).

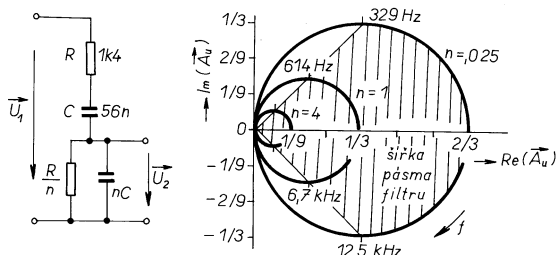
Stejným postupem jako u Wienova článku odvodíme přenos: $A_u = 1/(Z_1 Y_2 + 1)$. Dosadíme $Z_1 = j\omega L$ a $Y_2 = 1/(R + j\omega C)$ a upravíme:

$$A_u = 1/\{(1 - \omega^2 LC) + j(\omega LR^{-1})\}.$$

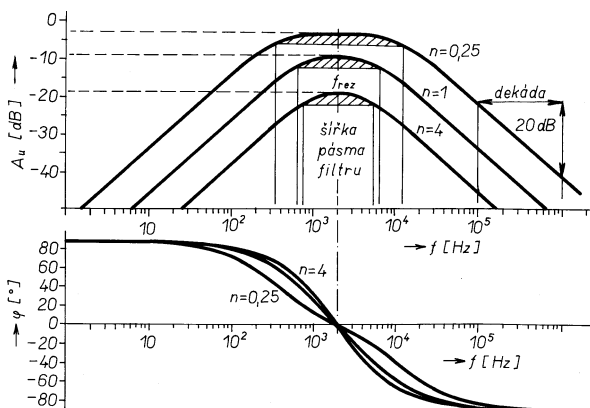
Velikost přenosu je z Pythagorovy věty:

$$A_u = 1/\sqrt{\{1 - \omega^2 LC\}^2 + (\omega LR^{-1})^2}.$$

Volbou $\omega_{\text{mez}} = 1/\sqrt{LC}$ ($\omega_{\text{mez}} = R/L$) lze nastavit při dělicím kmitočtu velikost přenosu: $A_u = 1$ s $\varphi = -90^\circ$. Přenos je čistě imaginární, jak vyplývá i po dosazení do rovnice pro komplexní přenos. Z podmínky vyjádříme vztahy pro návrh: $L = R/\omega_{\text{mez}}$ a $C = 1/R\omega_{\text{mez}}$. Vztahy jsou stejné jako u předchozí výhybky ($L = 0,64$ mH a $C = 9,9$ μF). Sestrojíme-li charakteristiku, zjistíme, že má hrbol +1 dB pod dělicím kmitočtem. Rovněž velikost přenosu při dělicím kmitočtu nebyla zvolena optimálně, protože na obou reproduktorech je plné napětí a zesilovač tedy bude zatížen dvojnásobně. Vhodnější je zvolit součástky tak, aby přenos při dělicím kmitočtu byl opět -3 dB ($1/\sqrt{2}$). Takto navržená soustava se bude opět vyznačovat konstantní reálnou impedancí. Z podmínky pro komplexní přenos $A_u = 1/\sqrt{2}$ ply-



Obr. 66. Wienův článek, schéma a přenosové charakteristiky



ne: $L = \sqrt{2R/\omega_{mez}}$ a po dosazení do $\omega_{mez} = 1/\sqrt{LC}$ je $C = 1/\sqrt{2R\omega_{mez}}$. Pro $f_{mez} = 2$ kHz vychází $L = 0,9$ mH a $C = 7$ μ F. Při této volbě je charakteristika vyrovnaná a při dělicím kmitočtu bude na obou reproduktorech poloviční výkon. Stejně jako u minulého příkladu jsme předpokládali reálnou impedanci reproduktoru a řešení je proto pouze přibližné. U zapojení se mění fáze od nuly do 180° a proto není možné počítat fázový posuv pomocí funkce arctg. Lze buď použít převody na kalkulačce (Pol/Rec) nebo můžeme z fázorového diagramu určit

$$\varphi = -A_u \arccos \{ (1 - (\omega/\omega_{mez})^2) \}.$$

Zesilovače

Na zesilovače lze pohlížet jako na dvojbrany, zesilující (zvětšující) vstupní signál. Většinou se vyžaduje lineární závislost mezi vstupem a výstupem nezávisle na kmitočtu signálu. Zesílení je definováno stejně jako přenos a nejčastěji se uvádí napěťové zesílení, vyjádřené v decibelech: $A_u = 20 \log(U_2/U_1)$. Kmitočtová charakteristika by měla být vyrovnaná alespoň pro pásmo zesilovaných kmitočtů. Zesilované pásmo se definuje nejčastěji zmenšením zesílení o tři decibely, stejně jako u pásmových propustí.

Protože vlastnosti aktivních součástek mají velký rozptyl parametrů, je vhodné navrhovat zesilovače tak, aby chování obvodu nebylo závislé na rozptylu a změnách parametrů součástek. Proto mívají zesilovače různý počet zpětných vazeb, stabilizujících vlastností zapojení. Zpětnou vazbou se přivádí část výstupního signálu zpět na vstup tak, aby se výstupní veličina stabilizovala.

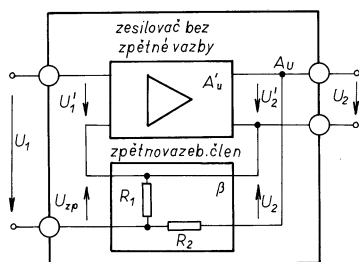
Zesílení bez zpětné vazby $A_u' = U_2/U_1'$ se zavedením vazby změní, protože $U_1 = U_1' - U_{zp}$. V obrázku je naznačena kladná zpětná vazba, protože po zavedení zpětné vazby stačí menší vstupní napětí pro dosažení stejného výstupního napětí.

Po dosazení za zpětný přenos ($\beta = U_{zp}/U_2$) je: $U_1 = U_1' - \beta U_2$. Pro zesílení se zpětnou vazbou $A_u = U_2/U_1$ platí

$$A_u = U_2/(U_1' - \beta U_2).$$

Rovnici dělíme U_1' a dosadíme za $A_u' = U_2/U_1'$. Po úpravě je:

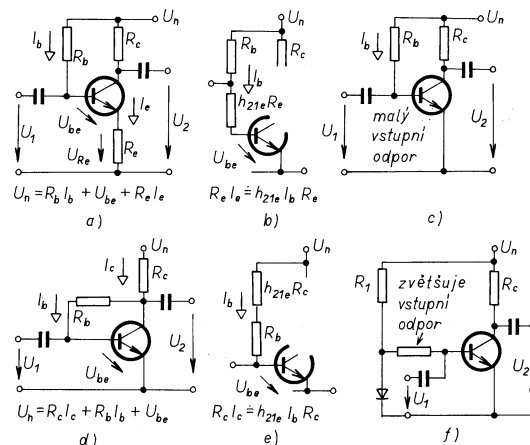
Obr. 68. Zesilovač a jeho přenos \rightarrow



Obr. 69. Zesilovač se zpětnou vazbou, přenos zpětné vazby $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$

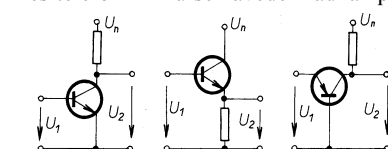
Obr. 71. Stabilizace pracovního bodu;

a) proudovou zpětnou vazbou a náhradní obvod (b), c) zdrojem proudu, d) napěťovou zpětnou vazbou a náhradní obvod (e), f) teplotně závislou součástkou

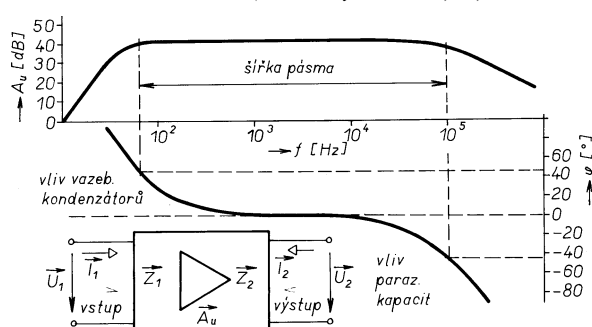


$A_u = A_u'/(1 - \beta A_u')$ nebo $A_u = 1/(\{1/A_u'\} - \beta)$. U zesilovačů je častější záporná zpětná vazba se záporným přenosem β . Rozdíl ve jmenovateli vztahu se změní v součet a zesílení bude se zpětnou vazbou menší. Z posledního tvaru vztahu plyne, že pokud je zesílení zesilovače bez zpětné vazby A_u' hodně velké, je celkové zesílení určeno pouze zpětnou vazbou, $A_u = 1/\beta$. Tohoto poznatku jsme již využili při odvozování zesílení zapojení s operačními zesilovači.

Kladná zpětná vazba se většinou používá pouze u generátorů, protože zesilovače s kladnou vazbou mají sklon k nestabilitě. Bude-li ve jmenovateli $1 - \beta A_u' = 0$, zvětšuje se zesílení A_u k nekonečnu a zesilovač se rozkmitá. V tomto případě je nutné uvažovat komplexní charakter přenosu, $\beta A_u' = 1$. Tento vztah se nazývá oscilační podmínka a má komplexní charakter. Podmínka je splněna, bude-li celkový fázový posuv zesilovače a zpětné vazby nulový a součin velikostí přenosů roven jedné. S typickou kladnou zpětnou vazbou se lze setkat např. při telefonování do rozhlasového studia při přímém vysílání. Přes telefonní linku se zavede kladná zpětná



Obr. 70. Základní zapojení tranzistoru; se společným a) emitorem, b) kolektorem (emitorový sledovač), c) bází



ná vazba na vstup rádiového přijímače, který se „rozhouká“. Za nejhezčí příklad neelektronické záporné zpětné vazby považují „kolotoč“ mosazných kuliček regulátoru otáček parního stroje.

Základní tranzistorové zesilovače

Princip a činnost tranzistoru při zesilování střídavého napětí byla již vysvětlena na obr. 31.

Zapojení se společným emitorem, SE, je nejčastější. Vyznačuje se relativně malým vstupním odporem (100 až 1000 Ω), protože na vstupu je otevřená dioda báze-emitor. Výstupní odpor je velký (10 až

100 k Ω) a tranzistor se chová jako řízený zdroj proudu (obr. 31). Proudové, napěťové i výkonové zesílení je velké.

Zapojení se společným kolektorem, SK (emitorový sledovač), bylo vysvětleno u tranzistorových stabilizátorů (obr. 57). Napětí se odebrá na uzemněném zatěžovacím odporu a proto sleduje výstupní proud a tedy i vstupní napětí. Zatěžovací odpor se ve vstupním obvodu projevuje jakoby vynásobený proudovým zesilovacím činitelem, proto je vstupní odpor velmi velký (100 k Ω až 1 M Ω). Výstupní odpor je naopak malý a zapojení se proto hodí k impedančnímu přizpůsobení při malém odporu zátěže a používá se např. jako koncový stupeň zesilovače. Výstupní napětí je o úbytek na přechodu báze-emitor ($U_{be} = 0,7$ V) menší než vstupní a proto je napěťové zesílení nepatrně menší než jedna.

Vstupní impedance zapojení se společnou bází, SB, je malá (10 až 100 Ω), protože je určena diodou báze-emitor. Parazitní (Millerova) kapacita závěrně polarizovaného přechodu kolektor-báze netvoří zpětnou vazbu mezi vstupem a výstupem. Tyto dvě vlastnosti předurčují zapojení pro vf aplikace. Protože výstupní proud je menší než vstupní proud do báze, zapojení proud nezesiluje. Výstupní odpor je velký (10 až 100 k Ω), což je většinou nežádoucí.

Tranzistor je nutné teplotně stabilizovat, protože prahové napětí diody báze-emitor je teplotně závislé (-2 mV/K). Se změnou teploty by se proto měnil vstupní proud a tedy i poloha pracovního bodu. U elektronických zesilovačů to nebylo nutné, protože elektronky hřály a jejich teplota byla relativně nezávislá na změnách teploty chladnějšího okolí. Protože je ekonomicky nerealné umístit zesilovač do termostatu, je nutné vliv změn teploty kompenzovat. K tomu lze využít záporné zpětné vazby. Má-li tato vazba selektivně působit pouze na pomalé tepelné změny, je možné ji pro zesilovaný signál oddělit kondenzátorem. U zapojení SE se nejčastěji používá proudová zpětná vazba, tvořená rezistorem R_e v emitoru. Jeho velikost se většinou volí jako jedna desetina zatěžovacího kolektorového rezistoru R_c . Výhodou je to, že zpětnovazební rezistor R_e značně zvětšuje vstupní impedanci zesilovače. Na vstupu se R_e projevuje jako by byl vynásoben proudovým zesilovacím či-

nitelem ($U_1 = U_{be} + h_{21e}R_e I_b$). Část nebo celý zpětnovazební rezistor je možné přemostit pro střídavý signál kondenzátorem. Princip stabilizace spočívá v tom, že zvětšení proudu I_b vlivem zvýšení teploty vyvolá zvětšení napětí na zpětnovazebním rezistoru R_e . Při nezměněném vstupním napětí U_1 se musí zmenšit napětí U_{be} na vstupní diodě a proud I_b se proto zmenší na původní velikost. U napěťové zpětné vazby je připojen zpětnovazební rezistor mezi výstupní a vstupní svorku tranzistoru. Výstupní napětí U_{ce} je vzhledem ke vstupnímu v protifázi. Sníží-li se teplota, zmenší se proud I_b a tedy i I_c . Výstupní napětí U_{ce} se zvětší a přes zpětnovazební rezistor se proto zvětší proud do báze na původní velikost. Protože se přes zpětnovazební rezistor připojuje paralelně ke vstupnímu odporu zatěžovací odpor, zmenšuje toto zapojení vstupní impedanci zesilovače.

V integrovaných obvodech se velmi často používá k teplotní kompenzaci dioda, připojená do série se spodním rezistorem děliče, nastavujícího pracovní bod tranzistoru. Kompenzační dioda má stejnou teplotu i vlastnosti jako dioda tranzistoru a proto se teplotní změny dokonale kompenzují.

U křemíkových tranzistorů se nejvíce projevuje teplotní kolísání prahového napětí diody báze-emitor. Proto je vhodné budit tranzistor ze zdroje proudu. Zatěžovací přímka zdroje proudu protíná charakteristiku diody téměř kolmo. Teplotní posuv charakteristiky pak vyvolá pouze velmi malou změnu proudu do báze. V praxi se zdroj proudu vytvoří jednoduše zapojením rezistoru R_b do přívodu báze. Vychází-li odpor R_b rezistoru příliš velký, je možné použít v obvodu báze dělič napětí. Toto zapojení doplněné o zpětnou vazbu, tvořenou emitorovým rezistorem, se často používalo pro germaniové tranzistory. U těchto tranzistorů převažoval vliv teplotní změny zbytkového proudu tranzistoru.

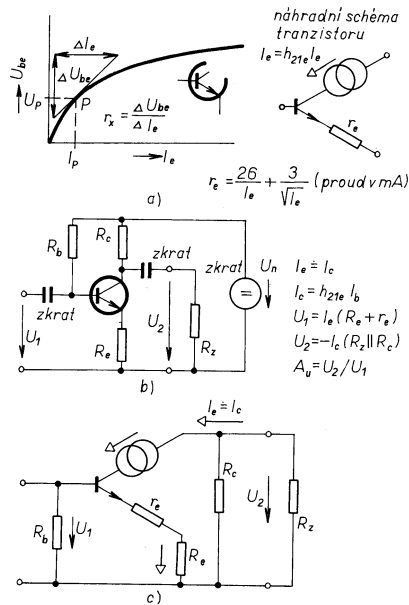
Návrh zesilovače metodou beta bariéry

K přibližnému řešení zesilovače je možné použít podle [7] následující metodu. Název je odvozen od stejnosměrného zesilovacího činitele β (h_{21e}) tranzistoru. Báze tranzistoru se považuje za bariéru, oddělující vstupní a výstupní obvod. Protože se předpokládá linearizace charakteristik v okolí pracovního bodu, je metoda použitelná pouze pro malé signály. Největší výhodou metody je to, že k přibližnému řešení nevyžaduje znalost všech parametrů tranzistoru. Předpokládá se dostatečně velké proudové zesílení ($I_c \sim I_e$), lineární převodní charakteristika, velmi velký výstupní odpor tranzistoru a nulový zpětný napěťový přenos. Nelineární vstupní charakteristika se nahrazuje tečnou v pracovním bodě. Teoretická závislost proudu na napětí diody při otevírání přechodu je exponenciální a je popsána Shockleyovou rovnicí

$$I = I_s \{ \exp(U/U_T) - 1 \}.$$

Pro pokojovou teplotu je $U_T = 26$ mV. Z rovnice vyjádříme napětí: $U =$

$= 0,026 \ln(I + I_s) - 0,026 \ln I_s$. Závěrný proud je velmi malý a proto ho lze (v závorce) zanedbat. Dynamický odpor se určí jako derivace vztahu podle proudu. Protože derivací konstanty je nula a derivace $\ln x = 1/x$, je výsledný vztah jednoduchý: $r_d = 0,026/I$. Metoda předpokládá odpor v emitoru na výstupní straně tranzistoru. Vzhledem k uvedeným předpokladům platí $r_e = 26/I_e$. Proud je nutné dosazovat v miliampérech. Pro reálné tranzistory byla empiricky stanovena korekce: $r_e = 26/I_e + 3/\sqrt{I_e}$. Vztah vyhovuje až do proudu 40 mA. Metoda dává pro návrh obvodu velmi jednoduché vztahy, které jsou uvedeny na obr. 72.



Obr. 72. Metoda beta bariéry; vztahy pro návrh zesilovače: $A_u = (R_c \parallel R_z) / (R_c + r_e) = -R_c / (R_e + r_e)$, $A_i = h_{21e} R_c / (R_c + R_z) = h_{21e} R_{vst} = R_b \parallel (h_{21e} (R_e + r_e)) = h_{21e} (R_e + r_e)$, $R_{vst} = R_c$
a) linearizace křivky v pracovním bodě, b) schéma zesilovače, c) překreslené schéma

Příklad 14. Návrh jednoduchého zesilovače

Pro spotřebič s $R_Z \geq 4$ k Ω je zapotřebí navrhnout zesilovač se zesílením $A_u = 40$. Na vstupu bude generátor s $U_{g \max} = 100$ mV a s vnitřním odporem $R_g = 600$ Ω . K dispozici je zdroj s $U_n = 9$ V a tranzistor BC548C s $h_{21e} = 500$.

Při návrhu napěťového zesilovače budeme požadovat $R_{vst} \gg R_g$ a $R_{vst} \ll R_Z$. Zvolíme vstupní odpor zesilovače jako desetinásobek odporu generátoru (6 k Ω). Jak už bylo dříve uvedeno, je možné převádět odpor z emitorového obvodu do báze nebo naopak, pokud se tento odpor vynásobí (vydělí) proudovým zesilovacím činitelem. Proto platí vztah: $R_{vst} = (R_e + r_e) h_{21e}$. Po dosazení bude $R_e + r_e = 12$ Ω (6000/500). Výstupní napětí je na kolektorovém rezistoru a vstupní na emitorových rezistorech. Protože rezistory protéká stejný proud, je výsledný vztah pro napěťové zesílení velmi jednoduchý. Záporné znaménko ve vztahu znamená, že zesilovač otáčí fázi o 180°. Pro velikost zesílení tedy platí: $A_u = R_c / (R_e + r_e)$. Ze vztahu určíme odpor kolektorového rezistoru (40.12) a zvolíme nejbližší odpor z řady E

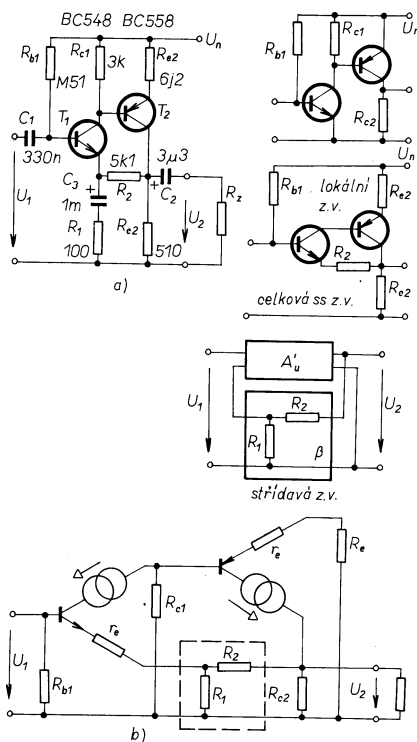
24: $R_c = 470$ Ω . Tento odpor je přibližně roven i výstupnímu odporu celého zesilovače. Protože v zapojení je pouze jeden tranzistor, musí tento tranzistor zesílit celý signál. Pracovní bod se proto volí uprostřed charakteristik: $U_{ce} = U_n/2$ (4,5 V). Tím je určen proud: $I_e = (U_n - U_{ce}) / (R_c + R_e + r_e)$ (9,34 mA). Dosadíme do vztahu pro vnitřní emitorový odpor tranzistoru: $r_e = 26/I_e + 3/\sqrt{I_e}$ (3,8 Ω). Odpor $R_e = 8,2$ Ω (12.3,8). Z obrázku vyplývá, že kolektorový rezistor je paralelně připojen ke spotřebiči. Proto bude zesílení o něco menší: $A_u = (R_c R_z) / [(R_c + R_z)(R_e + r_e)]$. Pokud je nutné přesně dodržet velikost zesílení, je možné zmenšit odpor R_e zpětnovazebního rezistoru. Se změnou R_e se mění i vstupní odpor. Pro návrh rezistoru v bázi převedeme odpory rezistorů v emitoru do obvodu báze: $R_b = [(U_n - U_{be} - h_{21e}(R_e + r_e)) / I_b]$ (438 k Ω). Zvolíme odpor z řady: $R_b = 430$ k Ω . Vstupní odpor zesilovače je tvořen paralelní kombinací odporu báze a emitorových rezistorů, vynásobených proudovým zesilovacím činitelem: $R_{vst} = [R_b h_{21e} (R_e + r_e)] / [R_b + h_{21e} (R_e + r_e)]$ (5917 Ω). Protože báze tranzistoru je připojena přes odpor na napájecí zdroj, je nutné vstup zesilovače oddělit od zdroje kondenzátorem. Kondenzátor se nazývá vazební a jeho kapacita se snadno určí ze vztahu pro mezní kmitočet $f_{mez} = 1/(2\pi RC)$. Kondenzátor v sérii se vstupním odporem zesilovače tvoří derivační článek. Horní propust tvoří i výstupní vazební kondenzátor s odporem spotřebiče. Účelem výstupního vazebního kondenzátoru je oddělit ss složku signálu, která se v tranzistoru přičetla k zesilovanému napětí. Uvažujeme-li zesilování akustického signálu, je zapotřebí přenést signál o kmitočtu asi 20 Hz. V praxi se většinou volí pro jistotu kmitočet ještě o něco nižší (např. 10 Hz). Po úpravě a dosazení je $C_1 = 2,7$ μ F a $C_2 = 4$ μ F. Nejbližší větší kapacity z řady jsou 3,3 μ F a 4,7 μ F.

Při realizaci je vhodné zkontrolovat nastavení pracovního bodu a nejnižší kmitočet zesilovaného signálu. Vzhledem k vlastnostem použitého tranzistoru lze předpokládat, že horní konec pásma zesilovače bude v oblasti MHz.

Příklad 15. Návrh dvoustupňového zesilovače

Metoda je použitelná i pro složitější zapojení. Je vhodné preferovat zapojení, jejichž zesílení je určeno celkovou zpětnou vazbou. Úkolem je navrhnout jednoduchý zesilovač s $A_u = 50$ se vstupním odporem $R_{vst} > 50$ k Ω a s $R_{vst} < 500$ Ω . Zdroj má napětí $U_n = 12$ V.

Zapojení je tvořeno dvěma tranzistory v zapojení se společným emitemorem. Vazba mezi stupni je přímá bez oddělovacího kondenzátoru. Pracovní body se nastavují rezistorem R_b a stabilizují celkovou a lokální zpětnou vazbou. Zesílení zesilovače určuje střídavá záporná zpětná vazba. Zvolený typ vazby je výhodný, protože vzhledem ke vstupu je zpětnovazební článek zapojen do série a k výstupu je zapojen paralelně. Tato vazba bude proto zvět-



Obr. 73. Návrh dvoustupňového zesilovače; a) schéma, b) metoda β bariéry

šovat vstupní a zmenšovat výstupní odpor zesilovače. Na rozdíl od předchozího zapojení je výstupní napětí ve fázi s napětím vstupním. Pracovní bod výstupního tranzistoru se volí tak, aby byl k dispozici maximální rozkmit výstupního napětí ($U_{ce} = 6 \text{ V}$). Výstupní impedance zesilovače je přibližně rovna odporu rezistoru v kolektoru tranzistoru a proto zvolíme: $R_{c2} = 510 \Omega$. Tím je opět určen pracovní bod zesilovače $I_{e2} = 11,76 \text{ mA}$ ($6/510$). Předpokládáme velmi malý odpor R_{e2} . Podle [7] se má při velkém zesilovacím činitele vstupního tranzistoru volit pracovní proud v rozmezí setin až desetin miliampérů. Zvolíme např. $I_{e2} = 0,26 \text{ mA}$. Zvoleným pracovním proudem odpovídají vnitřní odpory tranzistorů: $r_{e1} = 106 \Omega$ a $r_{e2} = 4,47 \Omega$. Zesílení jednotlivých tranzistorů bez zpětné vazby je: $A'_{u1} = R_{c1}/r_{e1}$ a $A'_{u2} = R_{c2}/(R_{e2} + r_{e2})$. Lokální zpětnovazební rezistor R_{e2} zvolíme s malým odporem ($6,2 \text{ k}\Omega$), aby se nezmenshoval rozkmit výstupního napětí. Odpor R_{c1} se určí z druhého Kirchhoffova zákona: $R_{c1}I_{c1} = U_{re2} + U_{be2}$ ($3 \text{ k}\Omega$). Pro výpočet zesílení zesilovače můžeme použít přibližný vztah $A_u = 1/\beta$, protože zesílení bez zpětné vazby A'_{u1} bude mnohem větší než je požadované. Zpětnovazební přenos je roven přenosu děliče, takže pro zesílení dostaneme jednoduchý vztah: $A_u = (R_1 + R_2)/R_1$. Protože zesílení zesilovače je zadáno (50), bude platit rovnice: $R_2 = 49R_1$. Vstupní odpor zesilovače je přibližně roven odporu $h_{21e}R_1$. Toho využijeme k volbě R_1 ($50000/500$). Odpor $R_1 = 100 \Omega$ a $R_2 = 4900 \Omega$ ($5 \text{ k}\Omega$). Je vhodná kontrola: $U_n = I_{c1}R_{c1} + U_{ce1} + R_2I_{c1} + R_{c2}I_{c2}$. Z rovnice vyjádříme $U_{ce1} = 3,9 \text{ V}$. Proble-

matické je určení R_b bázevého rezistoru, protože proudy jsou ovlivněny zpětnými vazbami a nelze proto použít jednoduchý výpočet dělením proudovým zesilovacím činitelem. Bázevý rezistor je pro střídavý signál zapojen paralelně ke vstupu a musí mít proto větší odpor, než je žádaný vstupní odpor zesilovače. Zvolíme jej desetkrát větší, $R_b = 510 \text{ k}\Omega$. I když by velikost tohoto odporu neměla být kritická, je nutné při realizaci zkontrolovat nastavení pracovních bodů tranzistoru. Opět lze na základě druhého Kirchhoffova zákona určit I_b ($8 \mu\text{A}$). Kapacita vazebních kondenzátorů se určí stejně jako v předchozím příkladě: $C_1 = 330 \text{ nF}$ a $C_2 = 3,3 \mu\text{F}$. Při návrhu výstupní kapacity jsme předpokládali zátěž s desetkrát větším odporem, než je výstupní odpor zesilovače ($5 \text{ k}\Omega$). Odělovací kondenzátor C_3 zpětné vazby by měl mít zanedbatelnou reaktanci vzhledem k odporu R_2 zpětnovazebního rezistoru. Budeme uvažovat např. jednu pětinu (20Ω) při kmitočtu 10 Hz . Ze vztahu pro reaktanci kondenzátoru ($X_C = (2\pi f/C)^{-1}$) vyjde $C_3 = 795 \mu\text{F}$ (1 mF).

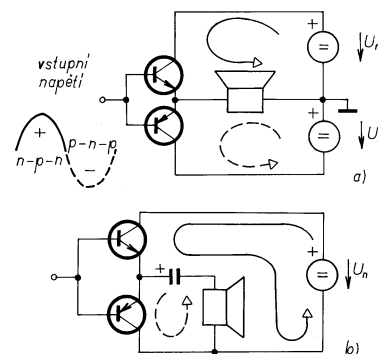
Zesilovač by měl mít vlivem silné zpětné vazby malé zkreslení ($<1 \%$) a vyrovnanou kmitočtovou charakteristiku v pásmu 20 Hz až 2 MHz . Lze zvětšit napájecí napětí, ale pak je zapotřebí upravit R_b . Rovněž je možné upravit velikost zesílení. Je třeba pamatovat na to, že změna R_1 ovlivňuje vstupní odpor zesilovače a R_2 mění nastavení pracovních bodů. I tento velmi zjednodušený návrh je poměrně složitý, což vynikne např. ve srovnání s návrhem zesilovače s operačním zesilovačem.

Koncové zesilovače

Koncové stupně zesilovačů přizpůsobují výkonově zesilovač ke spotřebiči. Protože zátěž má zpravidla malou impedanci, je z důvodu maximálního přenosu výkonu žádoucí, aby zesilovač měl co nejmenší výstupní odpor. V optimálním případě by měla být impedance spotřebiče shodná s výstupním odporem zesilovače. Ze základních zapojení tranzistoru se nejmenším výstupním odporem vyznačuje emitorový sledovač. Doposud uváděné zesilovače měly pracovní bod nastaven prostředkem charakteristik. Tyto zesilovače pracují v tzv. **třídě A**. Tato třída se vyznačuje nejlepšími vlastnostmi co do linearity a zkreslení, ale na druhou stranu má velmi malou energetickou účinnost. Největší výkon zesilovač třídy A odebírá ze zdroje tehdy, není-li na vstupu zesilovače signál (součin $U_{ce}I_c$ je největší).

Protože koncový zesilovač pracuje s velkým výkonem, dává se přednost oddělenému zpracování kladné a záporné části signálu. K tomu se využívají tranzistory s opačnou vodivostí (n-p-n a p-n-p). Takto koncipované zesilovače řadíme do **třídy B** - tyto zesilovače mají asi trojnásobnou účinnost oproti zesilovačům třídy A. Jejich nečností je velké přechodové zkreslení, které je způsobené tím, že tranzistor se otevírá až pro napětí větší než asi $0,7 \text{ V}$. Proto většina koncových stupňů pracuje v kompromisní **třídě AB**, u níž se nastaví malý klidový proud do báze tak, aby se uvedené zkreslení co nejvíce omezilo.

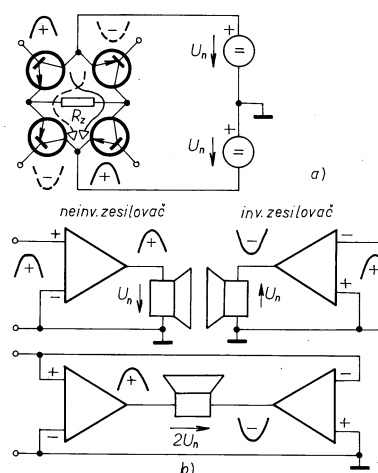
Ve speciálních případech (některé generátory nebo vysílače) se nastavuje „záporný“ pracovní bod a pak zesilovač zesiluje pouze špičky signálu (**třída C**). Existují i různé speciální třídy zesilovačů jako je **třída D**, která se používá při impulsové modulaci, nebo **třída AA**. U této třídy se využívá patentovaného zapojení „plovoucích“ zdrojů - koncový zesilovač sice pracuje ve třídě A, ale napětí se posouvá dalším zesilovačem, pracujícím ve třídě B. Zapojení si uchovává dobré vlastnosti třídy A při účinnosti třídy B. Byla vymyšlena i zapojení, která automaticky měnila napájecí napětí podle velikosti zesilovaného signálu (H), nebo zapojení, která odděleně zpracovávala slabé a silné signály (G).



Obr. 74. Koncové zesilovače; a) souměrné, b) nesouměrné napájení

Funkce zapojení není složitá a je patrná z obrázku. Kladná část signálu otvírá tranzistor n-p-n a záporná p-n-p. Místo jednoho zdroje je možné zapojit kondenzátor. Ten se při kladné půlvlně nabije a při záporné dodává náboj do obvodu. Kapacita kondenzátoru musí být značná a většinou se navrhuje ze vzorce pro mezní kmitočet. Odpor spotřebiče spolu s kondenzátorem tvoří derivační článek.

Velmi elegantním zapojením je můstkový zesilovač.



Obr. 75. Můstkové zesilovače s tranzistory (a) a s IO (b)

Oproti předchozímu zapojení jsou současně v provozu oba zdroje. Zdroje jsou zapojeny do série a proto je napětí na spotřebiči dvojnásobné. Nezmění-li se odpor spotřebiče, bude protékat podle Ohmova zákona zátěž dvojnásobný proud a výkon bude proto čtyřnásobný. Při praktické realizaci se dává přednost můstkovému za-

pojení s integrovanými výkonovými zesilovači. Základní zapojení výkonových integrovaných zesilovačů lze řešit obdobně jako zapojení s operačními zesilovači. Můstkové zapojení je tvořeno invertujícím a neinvertujícím obvodem, jejichž výstupy jsou propojeny spotřebičem. Jeden konec spotřebiče je otevřenými koncovými tranzistory obvodů připojen ke kladnému a druhý k zápornému pólu napájecího zdroje a napětí je proto opět dvojnásobné. V některých případech koncové tranzistory nesou dvojnásobný proud. Pak je nutné zdvojnásobit impedanci spotřebiče, čímž se výkon zvětší pouze dvakrát. Protože invertující a neinvertující obvody se liší velikostí vstupní impedance, je větší nutně zařadit před invertující zesilovač oddělovací stupeň. Velmi pěkně byl tento problém vyřešen v AR B3/92.

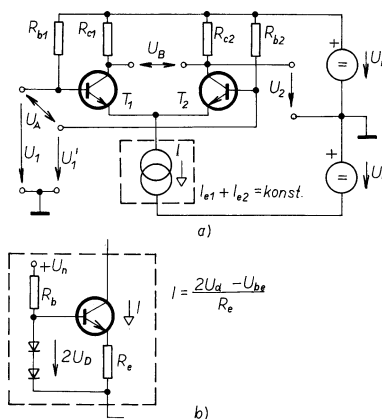
Příklad 16. Řešení můstkového zesilovače

Vlivem záporných zpětných vazeb jsou rozdílová vstupní napětí operačních zesilovačů téměř nulová. Proto je i na vstupu invertujícího zesilovače stejné vstupní napětí. Výhodou tohoto uspořádání je, že vstupní impedance invertujícího zesilovače je velká a je téměř shodná s impedancí neinvertujícího zapojení. Protože vstupní uzel invertujícího zesilovače je zdánlivě (virtuálně) uzemněn, je nutné pro výpočet zesílení neinvertujícího zesilovače uvažovat paralelní spojení dvou stejných odporů R_1 a R_3 (39/2). Dosadíme do vztahů: $A_{\text{neinv}} = 1 + R_2/R_{1p3}$ (52,3) a $A_{\text{uinv}} = -R_4/R_3$ (-51,3). Pokud má mít invertující zesilovač stejné zesílení, musí být odpor zpětnovazebního rezistoru dvojnásobný (2 kΩ). Bude-li na vstupu napětí 0,1 V, bude na horním konci reproduktoru napětí 5,23 V a na spodním konci -5,13 V. Celkové výstupní napětí je tedy 10,36 V a zesílení je tedy $A_u = 103,6$ a tomu odpovídá zisk 40,3 dB (20log 103,6). Skutečné zapojení je doplněno filtračními kondenzátory v obvodech napájení. V těsné blízkosti

kosti reproduktoru se zapojují tlumicí Boucherotovy členy RC, které zlepšují stabilitu zesilovače. Ostatní kondenzátory v zapojení jsou oddělovací a umožňují napájet zesilovač z nesymetrického zdroje. Uvedené zapojení umožňuje dosáhnout výkonu 15 W na zátěži 4 Ω při zkreslení menším než jedno procento.

Rozdílový zesilovač

Tento zesilovač zesiluje rozdíl napětí mezi svými vstupy.



Obr. 77. Rozdílový zesilovač (a) a detail zdroje proudu (b). U_A - vstupní, U_B - výstupní rozdílové napětí, I - zdroj proudu

Oba tranzistory zesilovače mají konstantní součtový proud, který je určen proudovým zdrojem. Pracovní body tranzistorů jsou navrženy tak, aby klidová výstupní napětí měla potenciál země. Při shodných vstupních napětích se tranzistory otevírají stejně a emitorový proud se rozdělí na dvě poloviny. Rozdíl napětí mezi kolektory tranzistorů bude proto nulový. Vzhledem k tomu, že celkový emitorový proud je stabilizován proudovým zdrojem, nebude se s otvíráním a přivíráním tranzistorů měnit proud tranzistorů a proto i výstupní napětí U_2 zůstane konstantní. Budou-li se vstupní napětí lišit, jeden tranzistor se více otevře, druhý se více přivře a proudy se rozdělí nerovnoměrně. Úbytky napětí na kolektorových odporech se proto budou lišit a jejich rozdíl určuje velikost rozdílového výstupního napětí. Při symetrickém napájení se většinou jako výstup volí jedno z kolektorových napětí, protože toto napětí je vztaheno ke společnému vodiči (zemi). Zdroj proudu je velmi jednoduchý a v principu se jedná o emitorový sledovač, který na emitorovém rezistoru udržuje konstantní napětí a tedy i konstantní proud obvodem. Oba tranzistory pracují ve třídě A a zapojení má proto velmi malé zkreslení.

Hlavní výhodou zapojení je, že symetrické změny signálu se nezesilují. Proto

se nezesilují i teplotní změny nastavení pracovního bodu a symetrická rušení. Výhodné je, že-li celý zesilovač umístěn na jednom polovodičovém čipu, protože pak je zaručena stejná teplota všech vnitřních součástek. Dva vstupy zesilovače umožňují velmi jednoduše zavést zpětnou vazbu a proto se rozdílový zesilovač používá na vstupu operačních zesilovačů.

Zapojení operačního zesilovače se skládá ze vstupního rozdílového zesilovače, napěťového a koncového stupně. Skutečné zapojení má složitější řešení napěťový i koncový stupeň - bývají doplněny korekcemi a ochranami proti přetížení a zkratu.

Nelineární zesilovače

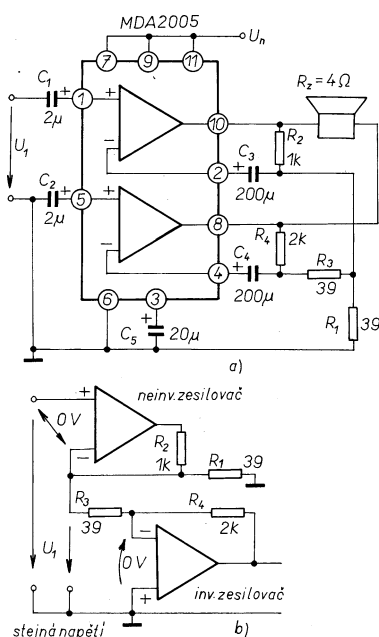
U těchto zesilovačů se záměrně značně mění velikost zesílení na amplitudě zesilovaného signálu. Nejjednodušší zesilovač získáme zařazením nelineární součástky do zpětné vazby. Je možné použít diodu, u které je závislost proudu na napětí popsána Shockleyovou rovnicí. Zápis exponenciální závislosti proudu na napětí je možné zjednodušit: $I = k \exp(aU)$. Zapojí-li se dioda místo rezistoru R_2 , bude proud diodou určen odporem rezistoru R_1 ($I = U_1/R_1$). Napětí na diodě je až na znaménko shodné s výstupním napětím. Neuvažujeme-li znaménko, bude platit: $U_1/R_1 = k \exp(aU_2)$ a po úpravě bude: $U_2 = a^{-1} \ln[U_1/(kR_1)]$. Výstupní napětí je tedy logaritmickou funkcí napětí vstupního. Zapojení se nazývá *logaritmický zesilovač* a vyznačuje se tím, že malé signály zesiluje hodně a velké málo. V praxi se místo diody používá častěji tranzistor, protože s tranzistorem lze získat logaritmickou závislost pro větší rozsah hodnot.

Funkci zapojení lze vysvětlit i na základě jednoduché představy, že při zvětšujícím se vstupním napětím se zvětšuje proud obvodem. Se zvětšujícím se proudem se dioda otevírá a zmenšuje se její odpor. Protože pro zesílení platí

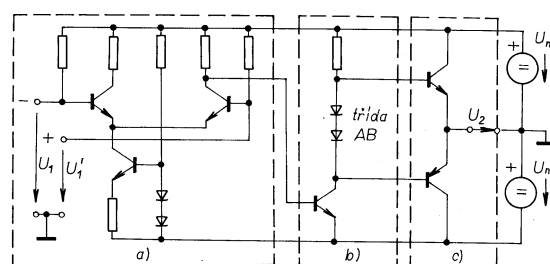
$$A_u = -R_2/R_1,$$

kde R_2 je odpor diody, znamená to opět, že zesílení se zmenšuje se zvětšujícím se vstupním napětím. Převodní charakteristika zesilovače má tvar ampérové charakteristiky nelineární součástky.

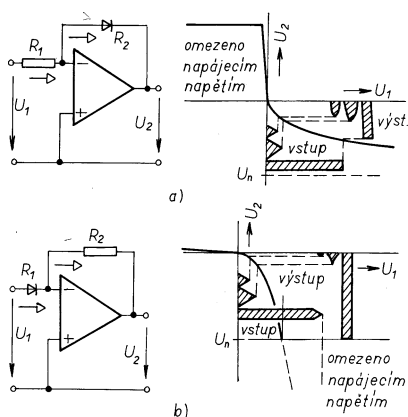
U exponenciálního zesilovače je dioda zapojena místo rezistoru R_1 . Proud diodou je určen rovnicí: $I = k \exp(aU_1)$ a výstupní napětí je určeno Ohmovým zákonem ($R_2 I$), po úpravě $U_2 = R_2 k \exp(aU_1)$. Převodní charakteristika má tvar voltampérové charakteristiky nelineární součástky a obvod se chová přesně opačně. Teoreticky lze při přesné inverzní převodní charakteristikách signál „stlačit“ logaritmickým zesilovačem (komprese) a opět obnovit exponenciálním zesilovačem (expanze).



Obr. 76. Integrovaný můstkový zesilovač; a) schéma, b) princip zapojení

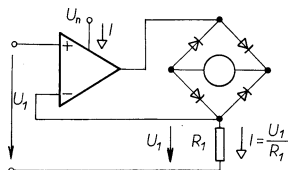


Obr. 78. Struktura operačního zesilovače; a) vstupní rozdílový zesilovač s proudovým zdrojem, b) napěťový zesilovač, c) koncový stupeň



Obr. 79. Logarithmický (a) a exponenciální (b) zesilovač

Zapojení, která mění tímto způsobem dynamiku signálu, se nazývají komandery. Používají se v případech, není-li přenosový kanál schopen přenést signál s původní dynamikou. Na obdobném principu jsou založeny i systémy pro potlačení šumu (např. DOLBY). Při nahrávce na magnetofonový pás se zmenší dynamika signálu a při přehrávání se opět obnoví. Protože exponenciální zesilovač slabé signály téměř nezesiluje, zmenší se tímto způsobem i zesílení vlastního šumu pásu a zlepší se odstup signál-šum. Skutečné řešení je složitější, protože komprese signálu je závislá na jeho kmitočtu. Většinou se používají speciální integrované obvody.



Obr. 80. Lineární usměrňovač

V měřicí technice je zapotřebí měřit i malá střídavá napětí. Nejpoužívanější měřidlo (magnetoelektrické) má výchylku ručky úměrnou střední hodnotě proudu. Protože střední hodnota střídavého signálu je nulová, musí se signál usměrnit. Polovodičové diody se otevírají až po překročení prahového napětí a proto je možné např. s usměrňovacím můstkem měřit pouze napětí větší než 1 V. I v tomto případě je možné použít nelineární zesilovač, u něhož se automaticky nastavuje zesílení tak, aby platilo: $I = U_1/R_1$. Při konstrukci voltmetru se dává přednost neinvertujícímu zapojení, protože to má velký vstupní odpor. Na rozdíl od předchozích zapojení usměrňovač pracuje při obou polaritách vstupního napětí.

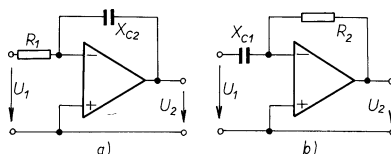
Kmitočtově závislé zesilovače

Tyto zesilovače mají přenos značně závislý na kmitočtu. Realizace je opět jednoduchá a spočívá v použití kmitočtově závislé zpětné vazby. Nejjednodušší zapojení získáme nahrazením jednoho z rezistorů ve zpětné vazbě kondenzátorem. Bude-li tento kondenzátor použit na místě R_2 , bude přenos: $A_u = -X_{C2}/R_1$. Protože reaktance kondenzátoru se s rostou-

cím kmitočtem zmenšuje, bude se zmenšovat i zesílení zesilovače. Obvod se chová jako dolní propust a nazývá se integrátor, protože jeho výstupní napětí je integrálem vstupního napětí:

$$u_2 = -1/(R_1 C_2) \int u_1 dt$$

Odvodit tento vztah není těžké, uvědomíme-li si, že okamžitý proud je přírůstek náboje za přírůstek času: $i = dQ/dt$. Vztah představuje derivaci a náboj se určí jako integrál proudu podle času. Pro velikost náboje na kondenzátoru platí: $Q = C_2 u_2$. Pro proud platí Ohmův zákon ($i = u_1/R_1$) a po dosažení získáme uvedený vztah.



Obr. 81. Integrátor (a) a derivátor (b)

Zapojení integrátoru se kromě filtrace používá i ke tvarování průběhů. Z obdélníku lze získat trojúhelník, což už bylo vysvětleno při lineárním nabíjení kondenzátoru. Derivátor má kondenzátor zapojen místo prvního rezistoru a chová se proto opačně. Pro lepší stabilitu se kondenzátor doplňuje rezistorem. Složitější zapojení jsou známa pod názvem aktivní filtry. Vlivem zpětné vazby lze dosáhnout toho, že se kondenzátor může chovat jako indukčnost a proto lze konstruovat velmi kvalitní filtry pouze s články RC.

Spínací obvody

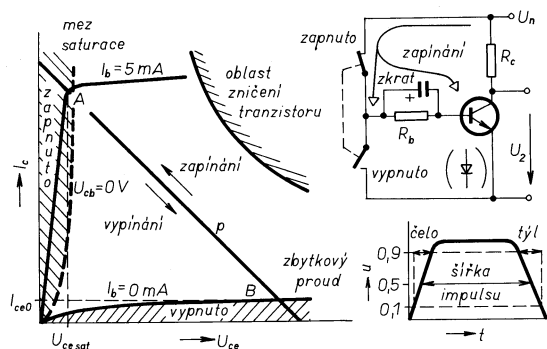
Ideální spínač má v sepnutém stavu nulový odpor a zanedbatelný úbytek napětí na spínači. Voltampérová charakteristika by měla být totožná s osou proudu. V rozpojeném stavu by měl mít spínač nekonečný odpor a jeho charakteristika by měla být totožná s osou napětí. Z polovodičových součástek má charakteristiku blízkou ideálnímu spínači polovodičová dioda. Při jedné polaritě zdroje představuje sepnutý spínač a při druhé spínač rozpojený. V propustném směru se kromě odporu diody nepříznivě projevuje její prahové napětí (0,65 V), takže při větších proudtech bývá úbytek na diodě větší než 1 V. V závěrném směru se dioda více blíží ideálnímu spínači, protože její zbytkový proud lze zpravidla zanedbat. I když existují diodové spínací obvody, které využívají k řízení stejnosměrné předpětí, mají větší význam tranzistorové a tyristorové spínače.

Z hlediska rychlosti má nejlepší vlastnosti zapojení se společnou bází. Toto zapojení však nezesiluje proud a proto se nejvíce používá zapojení se společným emitorem. Pro spínací účely se používají speciální spínací tranzistory. Jestliže do báze nepřítéká proud,

tranzistor nevede (bod B) a protéká jím pouze malý zbytkový proud. Jakmile se báze přebudí, tranzistor se otevře (bod A) a na přechodu kolektor-emitor bude zbytkové (saturační) napětí.

Při větších rychlostech spínání nás zajímají dynamické vlastnosti spínačů. Problematika je obdobná jako u komutace diod. Rychlost sepnutí lze zvětšit přebuzením báze, ale tím se prodlouží vypínací doba, protože se zvětší zotavovací doba tranzistoru. Proto se většinou volí proud do báze pouze tak velký, aby tranzistor bezpečně sepnul. Zvětšování zapínacího proudu na více než dvojnásobek proudu, potřebného k dosažení meze saturace ($U_{cb} = 0$) stejně nepřinese podstatné zkrácení spínací doby. Snadno lze krátkodobého přebuzení báze dosáhnout „urychlovacím“ kondenzátorem. Tento kondenzátor se zapojuje paralelně k odporu báze a pro hrany signálu představuje zkrat. Spolu se vstupním odporem tranzistoru vytvoří derivační článek a průběh proudu do báze má tvar proudu při nabíjení a vybíjení kondenzátoru. Výhodou je nejen přebuzení báze při spínání, ale i urychlené vypínání obvodu, protože se vytvoří záporný proudový impuls. Rezistor do báze udržuje tranzistor v sepnutém stavu po odeznění přechodného děje. Kapacita kondenzátoru se většinou volí zkouso podle tvaru výstupního signálu na osciloskopu. Někdy se do emitoru zapojuje dioda, která svým úbytkem napětí vytvoří relativní záporné předpětí při vypínání obvodu.

Poměrně často se spíná impedance s indukčností (motory, relé...). Elektromagnetické pole v cívice se brání svému zániku tím, že se v cívice indukuje napětí, které se snaží udržet konstantní proud v obvodu. Kritické je rozpojování obvodu, protože v krátkém okamžiku musí zaniknout energie elektromagnetického pole. U klasických spínačů se indukuje tak velké napětí, že vznikne jiskrový výboj, popř. elektrický oblouk - polovodičové spínače by toto napětí prorazilo a zničilo. Protože indukované napětí, které může dosáhnout i několika kilovoltů, se přičítá k napájecímu napětí, „narovná“ se zatěžovací přímka do téměř vodorovné polohy. Vypínání probíhá po křivce, která překračuje dovolený ztrátový výkon tranzistoru. Ochrana proti indukovanému napětí spočívá v zapojení dostatečně rychlé ochranné diody, která nebezpečné napětí zkratuje. Předpokládá to ovšem, že cívka i dioda mají určitý odpor, na němž se energie pole změní v teplo. Je-li odpor příliš malý, je nutné jej uměle zvětšit. Jinou možností ochra-

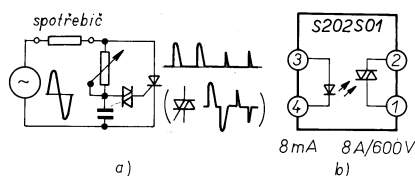


Obr. 82. Tranzistorový spínací obvod; p - zatěžovací přímka

Obr. 83. Spínání
indukční zátěže;
D - ochranná dioda

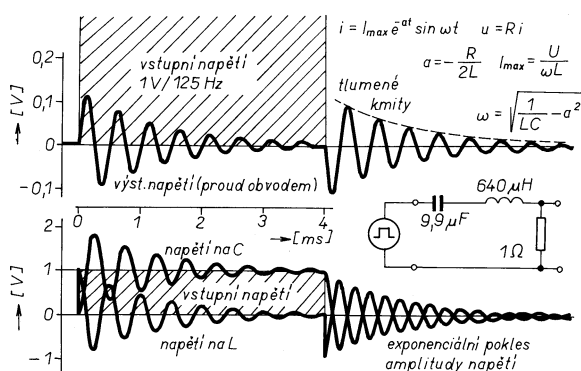
ny je Zenerova dioda, zapojená paralelně k tranzistoru, anebo kondenzátor, přemostující spínací prvek. Tranzistorové spínače se používají především ve stejnosměrných obvodech. Při regulaci střídavých výkonů se dává přednost např. tyristorům.

Výhodnou vlastností tyristorů je to, že se samy udržují v sepnutém stavu a že k jejich sepnutí stačí krátký impuls proudu. Vypínání je automatické při průchodu sinusovky nulou. Princip regulace spočívá v opožděném zapínání tyristoru. Rozeznáváme dva základní režimy spínání. Při *spínání v nule* přicházejí do spotřebiče celistvé poloviny sinusového napětí. Počet vynechaných půlnů lze řídit výkon spotřebiče. Vzhledem k poměrně nízkému kmitočtu sítě je tento způsob řízení využíván převážně u tepelných spotřebičů. Tato regulace má velkou výhodu v tom, že při odporové zátěži se obvod přerušuje v okamžiku, kdy neprotéká proud. Proto nevzniká elektromagnetické rušení. V praxi se častěji používá fázové řízení tyristorů, při němž je tyristor otevřen v každé periodě. Regulace spočívá v posouvání okamžiku zapnutí tyristoru. Takový regulátor musí být bezpodmínečně odrušen, protože výsledné průběhy jsou neharmonické s velmi širokým spektrem kmitočtů.



Obr. 84. Tyristorový spínací obvod;
a) princip regulace, b) optotriak

Princip regulace podle obrázku je jednoduchý. Kondenzátor se nabíjí přes rezistor na velikost průrazného napětí diaku. Pak se kondenzátor vybíjí do řídicí elektrody tyristoru, který se otevře. Vypínání je automatické při průchodu nulou. Existují speciální integrované obvody pro řízení tyristrů (např. MAA436). V AR A11/94 byl popsán obvod SLB0587, který umožňuje jednoduchou konstrukci stmí-



Obr. 85. Tlumené
kmitů v obvodu LC;
schéma a průběhy
napětí

vače. Stmívač má měkký start a proto šetří žárovky při zapnutí.

Vhodnější než obyčejný tyristor je triak, protože pracuje při obou polaritách signálu. Pro zajímavost je na obrázku zakreslen i triak s optickým oddělením řídicího signálu. Optické oddělení zjednodušuje konstrukci z hlediska bezpečnosti zařízení a odstraňuje i problematiku zemnění. Při spínání indukčnosti se spínací prvek chrání přemostěním sériovým členem RC. Odrušovací prvky jsou zapojeny tak, aby zabránily šíření rušení od spínače do napájecího vedení. Principiálně to znamená, že cívky (indukčnosti) budou zapojeny v přívodech napájení a kondenzátory mezi přívoody.

Generátory

Generátory jsou určeny k vytváření periodického signálu. Někdy se uvádějí generátory harmonického (sinusového) signálu pod názvem *oscilátory*. Při konstrukci generátorů se používají rezonanční obvody nebo kladná zpětná vazba.

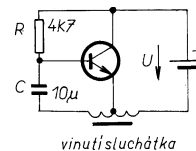
Oscilátory LC

Obvody jsou založeny na schopnosti rezonančního obvodu kmitat. Přivedeme-li na rezonanční obvod pravoúhlý nebo jiný neharmonický signál, který ve svém spektru obsahuje i rezonanční kmitočet obvodu, dojde za určitých okolností ke vzniku tlumených kmitů.

Jev rezonance je znám i v jiných oblastech techniky (např. akustika). Asi nej názornější mechanickou analogií obvodu je pohyb závaží na pružině, vyvolaný prudkým natažením nebo stlačením pružiny. V zásadě může podle velikosti tlumení nastat periodický nebo aperiodický děj. Aperiodický děj si lze představit jako kompromis mezi přechodným dějem v obvodu RC a RL (u pružin se využívá při konstrukci tlumičů). Pro náš účel je zajímavější druhý případ, při kterém se poměry v obvodu ustalují až po několika kmitech.

Matematický popis přechodných dějů v obvodech RLC je poměrně složitý. Dá se dokázat, že tlumené kmitů mají harmonický charakter s exponenciálně klesající

amplitudou. Pro naše konkrétní zapojení by platilo: $i = 0,125 \exp(-781t) \cdot \sin(12539t)$. Pokud se kmitů mají v reálném obvodu udržet, je nutné jim ve správný okamžik dodat právě tolik energie, kolik se jí změnilo v teplo. (Zde je možné použít srovnání s houpaním na houpačce.) U oscilátorů se snažíme udržet konstantní amplitudu kmitů. Proto se energie do obvodu dodává častěji, než je naznačeno v obrázku. Tato energie se do obvodu dodává prostřednictvím zesilovače ze zdroje. Generátory LC kmitají na kmitočtu určeném Thomsonovým vztahem $f_{rez} = [2\pi\sqrt{LC}]^{-1}$. Tím je daná jejich malá přeladitelnost, protože desetinásobná změna kapacity kondenzátoru nebo indukčnosti cívky vyvolá pouze trojnásobnou změnu kmitočtu ($\sqrt{10}$). Vzhledem k obtížné realizaci kondenzátorů větších kapacit a cívek s velkou indukčností se tyto generátory nepoužívají ke generování signálů nízkých kmitočtů. Používají se především k získávání vř signálů. Existuje velká řada zapojení, která jsou nazvána po svých konstruktérech (Pierce, Colpitts, Clapp, Butler, Hartley, Vackář...).



Obr. 86. Jednoduchý generátor LC

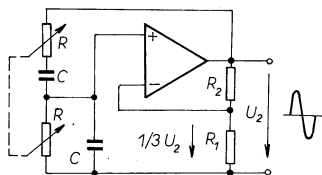
Na obrázku je velmi jednoduché zapojení „bzučáku“ ze starého telefonního sluchátka s vyvedeným středem vinutí.

Kromě klasických rezonančních obvodů se používají i krystalové rezonátory. Využívá se mechanických kmitů piezoelektrického krystalu. Výhodou těchto generátorů je velká přesnost a stabilita kmitočtu (kmitočet je určen rozměry a tvarem krystalu).

Oscilátory RC

Generátory bez indukčnosti využívají k rozkmitání kladnou zpětnou vazbu. K rozkmitání zesilovače je zapotřebí splnit oscilační podmínku: $\beta A_u = 1$. Vzhledem k tomu, že zesilovač má vlastní šum, nepotřebuje k rozkmitání vnější impuls a správně navržený generátor se rozkmitá sám. Zesilovač je nutné doplnit obvody, které by automaticky regulovaly zesílení tak, aby amplituda kmitů byla konstantní. Je možné použít invertující i neinvertující zapojení zesilovače. U invertujícího zapojení je nutné, aby zpětnovazební člen otočil fázi o 180°. K tomuto účelu se používá kaskáda tří článků RC. U neinvertujícího zapojení musí mít člen pro vybraný kmitočet nulový fázový posuv. Jako zpětnovazební člen se často používá Wienův člen.

Kladná zpětná vazba tvořená Wienovým článkem určuje kmitočet oscilátoru ($f = 1/(2\pi RC)$). Ze vztahu vyplývá, že lze snadno realizovat generátor i pro nízké kmitočty, protože jsou k dispozici rezisto-

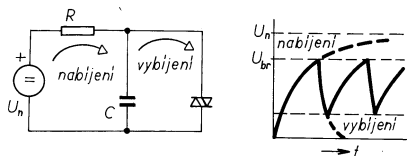


Obr. 87. Generátor s Wienovým článkem

ry i se značně velkými odpory. Rovněž přeladitelnost je větší než u generátorů LC. Přenos zpětnovazebního článku při kvazirezonančním kmitočtu je jedna třetina. Záporná zpětná vazba musí proto nastavit zesílení tak, aby zesilovač zesiloval třikrát ($R_2/R_1 + 1 = 3$). Automatickou stabilizaci amplitudy kmitů je možné zajistit náhradou R_1 součástkou s nelineárním odporem (např. žárovkou). Zvětší-li se pak výstupní napětí, zvětší se i proud žárovkou, vlákno se více zahřeje a zvětší se jeho odpor. Zesílení se proto zmenší a amplituda se ustálí na původní velikost. Využívá se počátku charakteristiky žárovky (obr. 16), kdy žárovka ještě nesvítí a změna odporu je největší. V tomto režimu má navíc žárovka prakticky neomezenou dobu života. Přes svoji jednoduchost se jedná o velmi účinnou stabilizaci. Ve funkci nelineární součástky se používá i FET. Generátor se ladí tandemovým potenciometrem a rozsahy se přepínají současnou změnou kapacit obou kondenzátorů.

Generátory neharmonických průběhů

Nejjednodušší tzv. relaxační generátor vznikne spojením tří pasivních součástek. Kondenzátor se nabíjí přes rezistor, až se napětí na něm zvětší na prázdné napětí diaku, diak se otevře a vybije se kondenzátor (přes diak). Jakmile se napětí na kondenzátoru zmenší pod určitou mez, zmenší se proud diakem natolik, že se diak uzavře. Děj se opakuje a na kondenzátoru získáme průběh odpovídající napětí při nabíjení a vybíjení kondenzátoru. Diak má malý odpor při sepnutém stavu a proto je vybití rychlejší než nabíjení. Nevýhodou tohoto zapojení je velká stejnosměrná složka ve výstupním signálu a potřeba poměrně velkého napájecího napětí, protože prázdné napětí diaku bývá okolo 30 V.



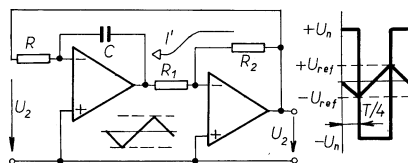
Obr. 88. Relaxační generátor s diakem

Na obdobném principu lze postavit i generátor signálu pravoúhlého průběhu s operačním zesilovačem. Kondenzátor se nabíjí z výstupního napětí komparátoru s hysterezí. Jakmile se napětí na kondenzátoru zvětší na rozhodovací úroveň

Obr. 89. Multivibrátor s operačním zesilovačem

komparátoru ($U_{ref} = (U_n R_1)/(R_1 + R_2)$), změně se polarita výstupního napětí. Kondenzátor se začne vybíjet a nabíjet na napětí opačné polarity. Se změnou výstupního napětí se mění i polarita napětí referenčního, takže děj se neustále opakuje. Protože výstupní napětí komparátoru (obr. 39) nabývá pouze dvou hodnot, je na výstupu signál pravoúhlého průběhu. Generátor signálu pravoúhlého průběhu je znám i pod názvem *multivibrátor*.

Kmitočet generátoru se snadno odvodí ze znalosti nabíjení a vybíjení kondenzátoru. Použijeme rovnici pro vybíjení, protože je jednodušší. Již na začátku tohoto čísla jsme pro dobu vybíjení odvodili, že $t = \tau \ln(U_{max}/u_c)$. Po dosažení z průběhu na obrázku bude: $U_{max} = U_n + U_{ref}$ a konečná velikost napětí na kondenzátoru bude: $u_c = U_n - U_{ref}$. Po úpravě podílu napětí (U_{max}/u_c) a dosazení za U_{ref} dostaneme vztah: $t_v = \tau \ln[(2R_1 + 1)/R_2]$. Doba nabíjení bude shodná a proto bude perioda dvojnásobná: $T = 2RC \ln[(2R_1 + 1)/R_2]$.



Obr. 90. Generátor signálu trojúhelníkovitého průběhu

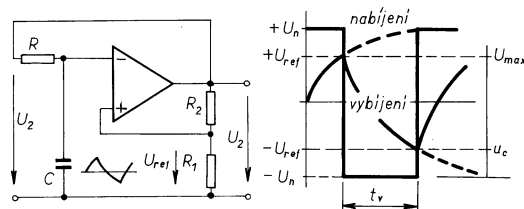
Integrátor zajistí nabíjení konstantním proudem a lineární zvětšování napětí na kondenzátoru. Pro lineární nabíjení kondenzátoru platí: $u_c = (I/C)t$. Dosažením z Ohmova zákona vztah upravíme na $u_c = U_n t/RC$. Výstupní napětí je stejně velké, ale má opačný směr. Napětí se bude lineárně zmenšovat do záporných velikostí. Postupně se bude zvětšovat proud I , protékající zpětnovazebním článkem neinvertujícího komparátoru ($I' = (U_n - u_2)/(R_1 + R_2)$). Komparátor se překlápí při nulovém vstupním rozdílovém napětí. V tom okamžiku bude napětí na R_2 shodné s výstupním napětím komparátoru. Získáme rovnici $(U_n - u_2)/(R_1 + R_2) = U_n/R_2$. Po dosažení za výstupní napětí

$$u_2 = -U_n t/RC$$

vyjádříme čas potřebný ke zmenšení napětí. Porovnáním s obrázkem zjistíme, že celková perioda je čtyřikrát větší:

$$T = 4RC(R_1/R_2).$$

K výslednému vztahu je možné dospět i postupem použitým u předchozího zapojení. Podmínkou správné funkce obvodu je $R_2 > R_1$, protože referenční napětí musí být menší než napětí maximální. Amplituda výstupního napětí je v okamžiku překlápění komparátoru shodná s napětím na R_1 ($I'R_1$). Po dosažení za maximální proud I' dostaneme vztah: $U_{max} = U_1 R_1/R_2$. Střidu signálu pravoúhlého průběhu je možné měnit rozdělením nabíjecí a vybíjecí ces-



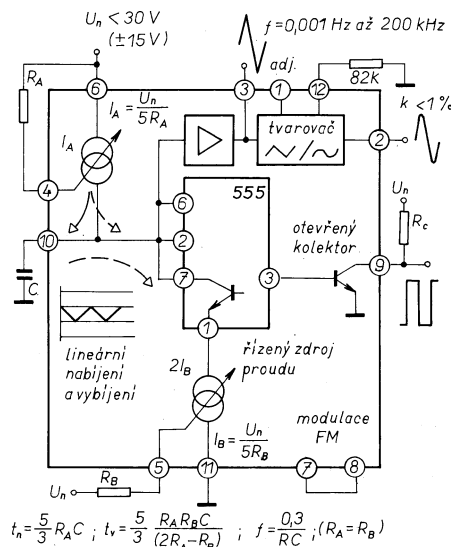
ty. Přemostěním rezistoru R diodou získáme signál pilovitého průběhu.

Pro kmitočet 1 kHz signálu trojúhelníkovitého průběhu a amplitudu rovnou polovině maximálního napětí můžeme např. zvolit součástky z řady E24:

$R_1 = 7,5 \text{ k}\Omega$; $R_2 = R = 15 \text{ k}\Omega$ a $C = 33 \text{ nF}$.

Generátory funkcí

Výstupní napětí těchto generátorů realizuje několik matematických funkcí. Použije-li se mikroprocesor a převodník D/A, může být průběh výstupního napětí zcela libovolný. U analogového řešení je možné většinou volit výstupní napětí s průběhem pravoúhlým, trojúhelníkovitým a sinusovým. Základem těchto generátorů je laditelný multivibrátor. Sinusový signál se získává tvarováním trojúhelníkovitého průběhu. Tvarovací obvod má proměnný přenos v závislosti na amplitudě a je tvořen sítí rezistorů a diod. Jsou prodávány speciální integrované obvody (např. XR8038, XR2206...), které zjednodušují konstrukci těchto generátorů.



Obr. 91. Generátor funkcí

Struktura těchto obvodů vzdáleně připomíná časovač 555. Kondenzátor je nabíjen říditelnými zdroji proudu. Kmitočet generátoru je proto možné řídit vnějším napětím. Napětím řízený generátor (VCO) umožňuje kmitočtovou modulaci nebo konstrukci rozmlataného generátoru (wobleru). I když je možné zvolit i opačný postup a vytvářet ze signálu sinusového průběhu signály ostatních průběhů, je uvedené řešení jednodušší. Jedinou nevýhodou tohoto řešení je větší harmonické zkreslení sinusového signálu.

Při zobrazování charakteristik tranzistoru je zapotřebí signál, který umožní postupně narůstající skokovou změnu proudu do báze („schodovitý“ průběh).

Obr. 92. Generátor „schodů“

Takový generátor umožní zobrazit charakteristiky současně.

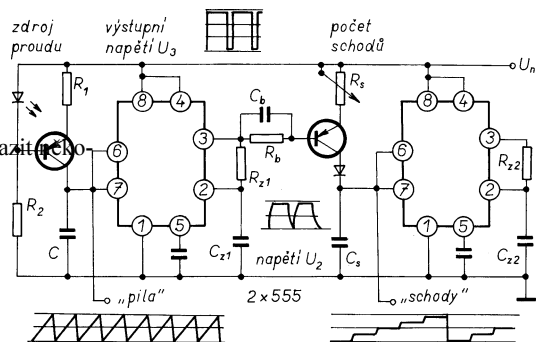
Kondenzátor je lineárně nabíjen z tranzistorového zdroje proudu a po dosažení rozhodovací úrovně je bleskově vybit. Zpožďovací člen RC umožní vybití kondenzátoru až na nulové napětí. Při ukončení pilového průběhu se objeví na výstupu 555 krátký impuls, kterým se nabíjí skokově druhý kondenzátor. Výhodou tohoto uspořádání je, že kromě signálu schodovitého průběhu je k dispozici i synchronní signál pilovitého průběhu, který lze využít k řízení vychylování paprsku osciloskopu při zobrazování charakteristik tranzistorů.

Pomocné obvody generátorů

Problematika zdrojů, zesilovačů i zpětnovazebních článků byla dostatečně probrána v předchozích kapitolách. Proto se budeme zabývat pouze řešením výstupního děliče. U generátorů se vyžaduje konstantní výstupní impedance a to buď 600 nebo 75 Ω . Obyčejný dělič napětí má proměnnou impedanci v závislosti na přenosu, což lze ověřit Théveninovou větou. Proto se používají útlumové články T nebo Π , popř. symetrické útlumové články (atenuátory).

Literatura

- [1] Mikulčák, J. a kol.: Matematické, fyzikální a chemické tabulky. SPN: Praha 1979.
- [2] Javorský, L. a kol.: Základy elektrotechniky (učebnice). SNTL: Praha 1970.
- [3] Mařátka, J.; Foitová, E.: Elektronika (učebnice). SNTL: Praha 1987.
- [4] Frisch, H.: Základy elektroniky a elektronických obvodů. SNTL: Praha 1987.
- [5] Kolombet, E.; Jurkovič, K.; Zodl, J.: Využití analogových integrovaných obvodů. ALFA: Bratislava 1990.
- [6] Limann, O.; Pelka, H.: Elektronika bez balastu. ALFA: Bratislava 1990.
- [7] Smetana, C. a kol.: Praktická elektroakustika. SNTL: Praha 1981.
- [8] Kabeš, K.: Operační zesilovače v automatizační technice. SNTL: Praha 1988.
- [9] Čermák, J.: Kurs polovodičové techniky. SNTL: Praha 1976.
- [10] Dvořáček, J. a kol.: Kurs radiotechniky. SNTL: Praha 1975.
- [11] Klímek, A.; Zíka, J.: Polovodičové součástky a mikroelektronické struktury. SNTL: Praha 1989.
- [12] Vrba, K.; Vrba, K. ml.: Technika analogových obvodů a systémů (skriptum). VUT: Brno 1987.
- [13] Filka, M.; Vrba, K.: Telekomunikační projekty, specializované přednášky (skriptum). VUT: Brno 1988.



[14] Musil, V.; Zeman, P.: Konstrukce elektronických přístrojů I, II (skriptum). VUT: Brno 1992.

[15] Z dějin elektrotechniky (seriál článků). Elektrotechnik 1985.

[16] Součástky pro elektroniku (katalog GM Electronic) 1995.

[17] Kopie katalogových listů SGS-Thomson a EXAR.

PŘÍLOHA - - zajímavá zapojení

Následující zapojení jsou většinou převzata z odborných časopisů. Obvody byly vybrány tak, aby ilustrovaly principy, vysvětlené v předchozích kapitolách. Funkčnost zapojení nebyla ověřena praktickou realizací a zapojení proto slouží spíše jako inspirace pro řešení vlastních obvodů. Podrobnější informace k jednotlivým zapojením lze získat studiem původních pramenů.

Ti, kteří se zbývají elektronikou soustavněji, si podobně mohou uspořádat vlastní kartotéku zajímavých obvodů.

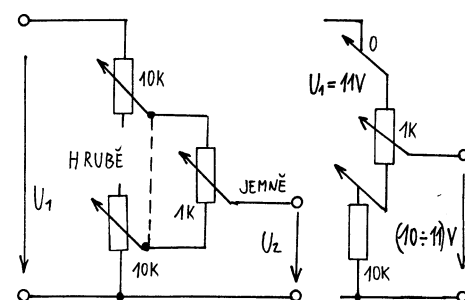
Potenciometr s konstantní jemnou regulací

Zdroj signálu je zatížen konstantní impedancí 11 k Ω a jemná regulace má rozsah 1/11 vstupního napětí nezávisle na velikosti nastavení hrubé regulace. Tandemový potenciometr je možné pro diskrétní hrubou regulaci nahradit několika-položkovým přepínačem se dvěma jezdcí a s řadou stejných rezistorů.

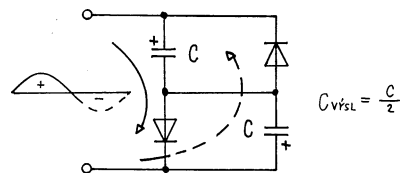
[14], s. 17

Připojení elektrolytických kondenzátorů do obvodu střídavého proudu

Diodové výhybky zabrání prepólování kondenzátorů, respektive omezí „prepólovací“ napětí na prahové napětí diod.



Obr. 1. Potenciometr s konstantní jemnou regulací; a) schéma, b) princip regulace



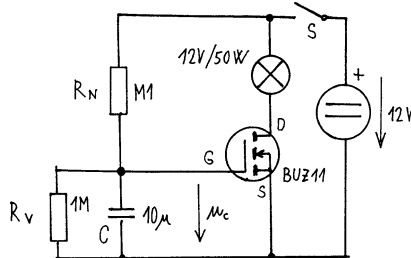
Obr. 2. Připojení „elektrolytů“ do střídavého obvodu

Protože kondenzátory jsou zapojeny do série, bude výsledná kapacita poloviční.

[Kubát, L.: AR B 91/4, s. 136]

Omezení zapínacího proudu halogenové žárovky

Kondenzátor se po zapnutí exponenciálně nabíjí ze zdroje přes R_N podle rovnice: $u_C = 12(1 - e^{-t})$. Protože napětí na kondenzátoru otevírá regulační tranzistor,



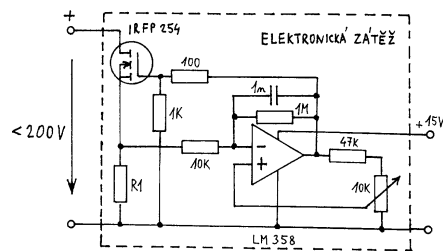
Obr. 3. Omezení zapínacího proudu halogenové žárovky

zvětšuje se proud žárovkou postupně. V sepnutém stavu má tranzistor odpor R_{DS} pouze 0,04 Ω a proto je výkonová ztráta tranzistoru zanedbatelná. Při úpravě na větší napájecí napětí je nutné zajistit $U_{DS} < 15$ V např. Zenerovou diodou.

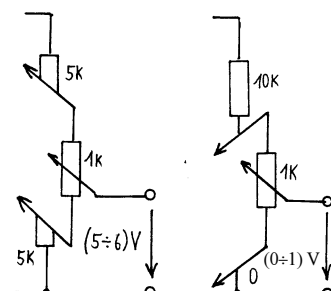
[ST 94/1, s. 40; pův. pramen Elektor 24 93/7]

Výkonový elektronický zatěžovací odpor

Obvod se chová jako proudový zdroj, který udržuje nastavenou velikost proudu snímáním rezistorem. Napětí na snímacím rezistoru se zesílí stokrát a porovná se s napětím na děliči. Výstupní napětí OZ otevírá tranzistor tak, aby proud zůstal konstantní (záporná zpětná vazba).



Obr. 4. Výkonový elektronický zatěžovací odpor

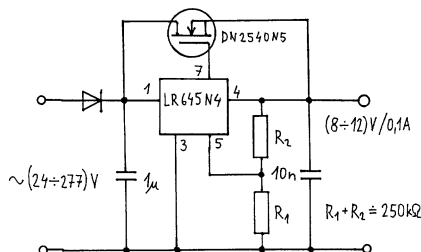


tek napětí na stabilizátoru je velký ($P = UI$).

[Connell, D.: EN 95/4, s. 71]

Stabilizovaný zdroj bez transformátoru

Výstupní napětí stabilizátoru lze v rozmezí 8 až 12 V nastavit děličem podle rovnice: $U_2 = 2,7(R_2/R_1) + 2,3$. Poměr R_2/R_1 se volí v rozsahu od dvou do čtyř a součet odporů obou rezistorů má být přibližně 250 kΩ. Výstupní proud může být



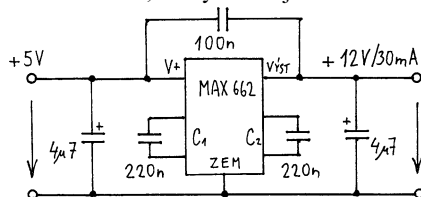
Obr. 15. Nastavitelný stabilizovaný zdroj bez transformátoru

až 150 mA. Na rozdíl od klasických zdrojů jsou tyto zdroje galvanicky spojeny se síťovým napětím a nejsou proto z bezpečnostních důvodů univerzálně použitelné.

[Connell, D.: EN 95/4, s. 71]

Nábojová pumpa

Pod tímto zajímavým názvem se skrývá obvod, který umožňuje zvětšit napětí bez použití indukčnosti. Uvnitř obvodu je multivibrátor, který ze stejnosměrného



Obr. 16. Nábojová pumpa

vstupního napětí udělá napětí proměnné, střídavé. Proměnným napětím se napájí zdvojevač. Výstupní napětí tohoto zdvojevače se přičítá k napětí vstupnímu. Vzhledem k tomu, že kmitočet multivibrátoru je poměrně vysoký, nepoužívají se u násobiče fóliové kondenzátory. Použité elektrolytické kondenzátory slouží pouze jako zásobníky náboje při náhlé změně odběru. [ST 94/1 s.20; pův. pramen: Firemní lit. MAXIM GmbH]

Zdroj většího stabilizovaného napětí

Princip je obdobný předchozímu zapojení. Je-li na výstupu AKO log. 0, je kondenzátor 1 μF uzemněn a nabíjí se přes první diodu. Jakmile je na výstupu 3 log. 1, je ve společném uzlu diod součet výstupního napětí a napětí nabitého kon-

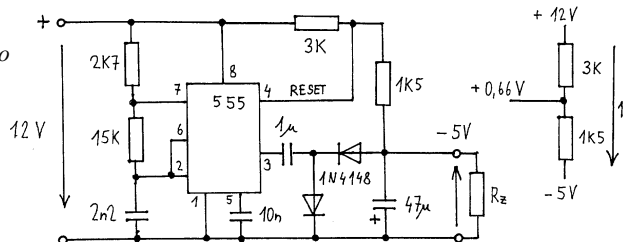
denzátoru. Proto se musí nabít i kondenzátor C přibližně na napětí zdroje. Výstupní napětí je součtem napětí zdroje a napětí na tomto kondenzátoru. Obvod je doplněn jednoduchým stabilizačním obvodem. Podle velikosti výstupního napětí se mění referenční úroveň na vstupu 5 a tím i kmitočet AKO. Zmenší-li se výstupní napětí, zvýší se kmitočet AKO a tím se zvětší účinnost násobiče a napětí se opět zvětší.

Větší výstupní napětí lze získat pomocí transformátoru. Multivibrátor přerušuje stejnosměrné napětí a přerušované napětí je možné transformovat. Na obdobném principu pracoval i např. Ruhmkorffův induktor. Stejný proud se přerušoval Wagnerovým kladívkem (stejný proud se přerušoval zvonek) a na vinutí elektromagnetu bylo navinuto sekundární vinutí. Vzhledem ke tvaru průběhu proudu a velkému počtu závitů dosahovalo výstupní napětí desítek kilovoltů.

Měnič záporného napětí

Jedná se o klasické zapojení AKO s časovačem 555 s kmitočtem 20 kHz. Je-li na výstupu 3 log. 1, nabíjí se kondenzátor 1 μF. Jakmile je na výstupu log. 0, uzemní se kladný vývod kondenzátoru a

Obr. 18. Měnič k získání záporného stabilizovaného napětí (-5 V)



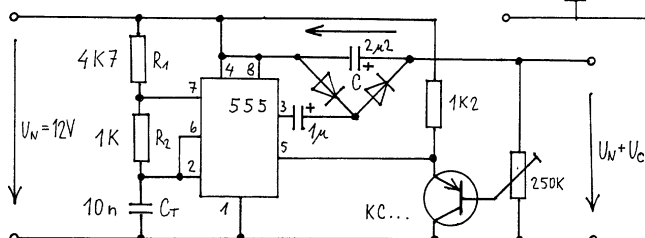
kondenzátor se vybíjí do výstupního kondenzátoru 47 μF. Výstupní napětí je proto vzhledem ke vstupnímu záporné. Zajímavým způsobem je řešení stabilizace napětí, která využívá resetování obvodu. Zvětší-li se výstupní napětí vzhledem ke jmenovitému, zmenší se napětí ve středu děliče pod +0,66 V, čímž se vyresetuje obvod. AKO přestane kmitat a dobíjet kondenzátor - tím se napětí ustálí na jmenovité velikosti.

[Hájek, J.: ST 86/6, s. 220]

Měnič k získání záporného nastavitelného napětí

Ke stabilizaci napětí se využívá změny kmitočtu AKO. Zvětší-li se záporné vý-

Obr. 19. Měnič záporného nastavitelného napětí



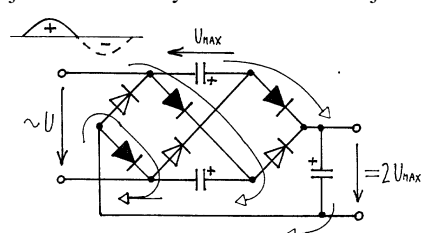
Obr. 17. Zdroj stabilizovaného většího napětí

stupní napětí, tranzistor se přivře a řídicí napětí (CONTROL) bude větší. Kondenzátor 10 nF se bude nabíjet na větší napětí, což trvá déle. Kmitočet AKO se proto sníží a s poklesem kmitočtu se zmenší i výstupní napětí. V původním prameni se uvádí stabilita napětí 5 % při proudovém odběru 10 mA. Výstupní napětí je možné nastavit od 0 do ($U_n - 2$) V.

[Hájek, J.: ST 86/6, s. 220]

Dvojestný zdvojevač

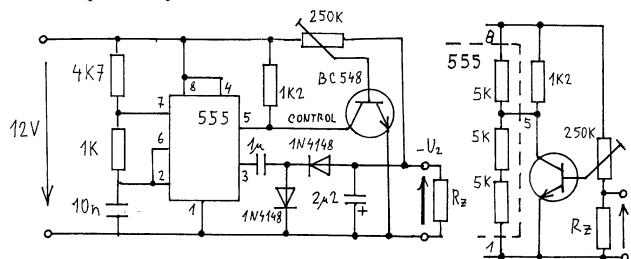
Toto vtipné zapojení vymyslel švýcarský inženýr Gisler. Princip je dostatečně zřejmý z obrázku. V každé půlperiodě se jeden vodorovný kondenzátor nabíjí na



Obr. 20. Dvojestný zdvojevač napětí zdroje a kondenzátor v sérii se zdrojem nabíjí výstupní kondenzátor. Zapojení lze kaskádovitě rozšířit i pro větší napětí. [Ručka, M.: AR B 92/1, s. 26]

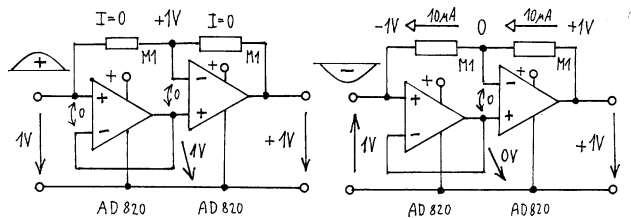
Usměrňovač bez diod I

Použité operační zesilovače jsou určeny pro nesymetrické napájení a snášejí i záporné vstupní napětí proti zemi. První OZ je zapojen jako sledovač a proto je při kladném vstupním napětí na neinvertujícím vstupu druhého OZ shodné napětí. Vlivem záporných zpětných vazeb se nastaví rozdílová vstupní napětí na nulu. Protože oba konce prvního rezistoru mají stejný potenciál, neprotéká rezistory žádný proud a výstupní napětí musí být shodné se vstupním. Při záporném vstupním napětí nemůže být z důvodu nesymetrického napájení výstupní napětí menší než nula. Proud proto bude protékat naznačeným směrem a výstupní napětí bude klad-

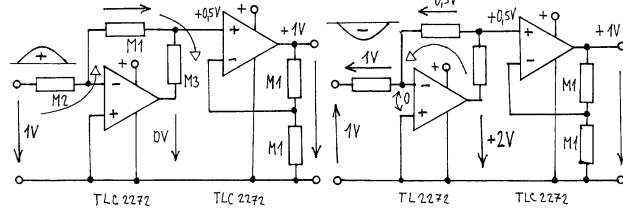


né a stejně velké jako vstupní záporné napětí. [KTE 94/10, s. 365; pův. pramen: EDN 38 93/10]

Obr. 21. Napěťový
usměrňovač
bez diod I



Obr. 22. Napěťový
usměrňovač
bez diod II



Usměrňovač bez diod II

Je-li na vstupu kladné napětí, bude na výstupu invertujícího zesilovače napětí nulové, protože při nesymetrickém napájení nemůže být záporné. Vytvoří se dělič napětí $(200 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega) : 300 \text{ k}\Omega (1:1)$ a na vstupu neinvertujícího zesilovače bude polovina vstupního napětí. Protože tento zesilovač zesiluje dvakrát $(1 + R_2/R_1)$, bude výstupní napětí shodné se vstupním. Při záporném vstupním napětí bude na výstupu invertujícího zesilovače napětí dvojnásobné $(-R_2/R_1)$. Proud bude protékat naznačeným směrem a napětí se na rezistorech rozdělí tak, že na vstupu neinvertujícího zesilovače bude opět polovina vstupního napětí. Autor uvádí chybu převodu menší než 3 % v kmitočtovém rozsahu 10 Hz až 20 kHz.

[Belousov, A.: ED 94/4, s. 78]

Ochrana proti přepólování

Do série se spotřebičem se zapojí ochranná dioda, která nedovolí průchodu proudu opačným směrem. Nevýhodné je to, že se napětí na spotřebiči zmenší o úbytek napětí na diodě. Tato nevýhoda je zvláště výrazná u přístrojů napájených z baterií. Pokud je zařízení napájeno ze zdroje s proudovou pojistkou, je vhodnější zapojit diodu paralelně se spotřebičem. Při správném připojení spotřebiče proud diodou neprochází a při chybném zapne proudová ochrana zdroje.

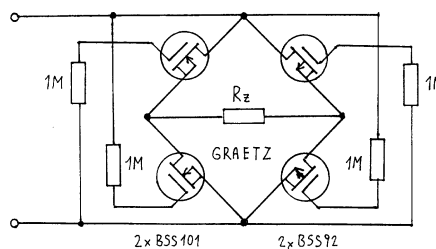
Podobnou ochranu není vhodné použít u bateriových přístrojů, protože počáteční zkratový proud i obyčejných článků je překvapivě velký a dioda by se mohla zničit. I když by bylo možné doplnit obvod

tavnou pojistkou, dává se přednost sériové ochraně. Nahradíme-li diodu tranzistorem, bude úbytek napětí menší, protože saturační napětí tranzistorů je menší než prahové napětí diod. Některé unipolární tranzistory mají dokonce odpor mezi kolektorem a emitorem pouze několik setin ohmu.

[ST 78/2 s. 77; ST 92/3, s. 112; ST 93/10, s. 417]

Samočinnné zajištění správné polarity napětí

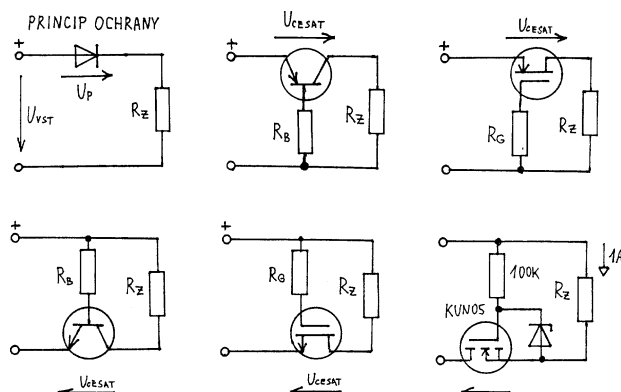
Zapojení představuje Graetzův můstek, u něhož jsou diody nahrazeny unipolárními tranzistory. Při vstupním napětí libovolné polarity se spotřebič vždy připojí správně. Úbytky na tranzistorech jsou



Obr. 24. Automatické zajištění správné polarity napětí

přítom zanedbatelné. Pro usměrňování se obvod nehodí, protože vstupní napětí, při kterém se tranzistory otevírají, je o dost větší než prahové napětí diod. Zapojení by bylo nutné doplnit komparátorem, který by otevíral tranzistory okamžitě po průchodu napětí nulou.

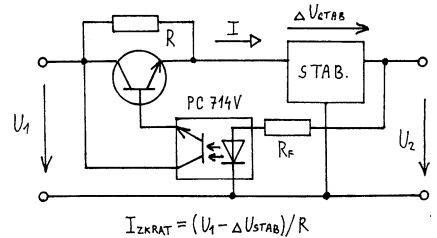
[KTE 94/10, s. 365; pův. pramen: Firem-ní lit. SIEMENS]



Obr. 23. Ochrana proti přepólování

Optická pojistka zkratu

Touto ochranou lze dodatečně vybavit libovolný stabilizovaný zdroj. Po zapnutí se přes přemostovací rezistor R dostane proud do stabilizátoru, na výstupu bude napětí a LED se rozsvítí. Při větších od-



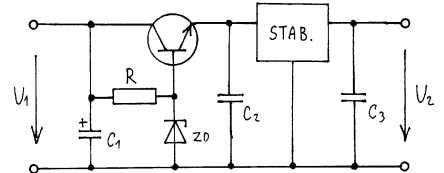
Obr. 25. Optická zkratová pojistka

porech rezistoru je vhodné přemostit rezistor kondenzátorem. Rozsvícená LED optočlenu způsobí otevření výkonového ochranného tranzistoru. Jakmile vznikne na výstupu zkrat, LED zhasne a tranzistor se zavře. Zkratový proud je pak omezen odporem R rezistoru. Po ukončení zkratu se funkce obvodu automaticky obnoví.

[14], s. 117

Zvětšení dovoleného vstupního napětí stabilizátoru

Napětí na vstupu integrovaného stabilizátoru je zmenšeno „předstabilizátorem“ se Zenerovou diodou. Ochrana proti zkra-



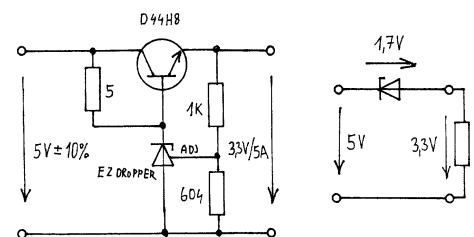
Obr. 26. Zvětšení dovoleného vstupního napětí stabilizátoru

tu i nadproudu zůstává zachována a zajišťuje ji integrovaný obvod. Nevýhodou tohoto řešení je větší výkonová ztráta a tedy i menší účinnost zdroje.

[Stráž, V.: AR B 86/3, s. 90]

Zmenšení napájecího napětí

V rámci zmenšování energetické náročnosti elektronických obvodů přechází řada výrobců na malé napájecí napětí 3,3 V. Stávající zdroje lze upravit jednoduše sériovým zapojením Zenerovy diody anebo sériovým stabilizátorem podle obrázku. Toto řešení je pouze nouzové, pro-



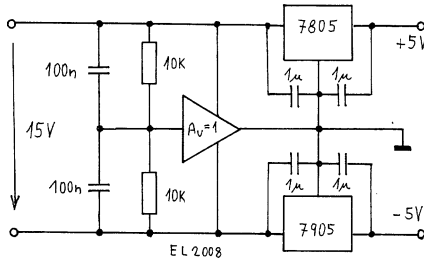
Obr. 27. Redukce napájecího napětí pro nové číslicové obvody

tože rozdíl napětí se mění v teplo. Někteří výrobci proto vyvinuli speciální měniče na malá napětí (5 V/3,3 V). Tyto měniče pracují na spínacím principu a mají proto velkou účinnost.

[ED 94/24, s. 90]

Symetrický zdroj z nesymetrického

Umělá zem je vytvořena výkonovým oddělovacím zesilovačem. Výstupní impedance zesilovače je malá ($1\ \Omega$) a dovolený výstupní proud je 1,5 A. Děličem je vstupní napětí rozděleno na dvě poloviny.



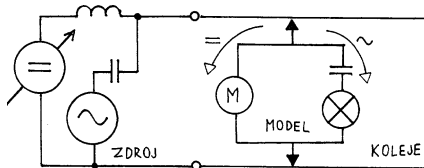
Obr. 28. Symetrický zdroj z jediného zdroje

Protože zesílení zesilovače je rovno jedné, bude výstupní napětí poloviční. Napětí je dále stabilizováno integrovanými stabilizátory.

[KTE 94/5, s. 165; pův.pramen: EDN 38 93/7]

Osvětlení modelové železnice

U klasického řešení osvětlení modelů vlaky nesvítí, když stojí. Jednou z možností řešení je napájet světla střídavým proudem. Motor lokomotivy představuje velkou indukčnost a proto přes něj poteče jen velmi malá část střídavého proudu. Stejný proud se od osvětlovacích obvodů oddělí kondenzátorem. Analogicky se vyřeší paralelní spojení zdrojů. Řešení trochu připomíná reproduktorové výhybky. V původním prameni je uvedeno i konkrétní řešení generátoru 10 V/1,5 A s kmitočtem 20 kHz pro napájení příslušenství. Jiné řešení zvolila firma ETS. Vlaky jsou napájeny impulzy s konstantní amplitudou. Rychlost se mění změnou středy impulsů. K osvětlení se využívá



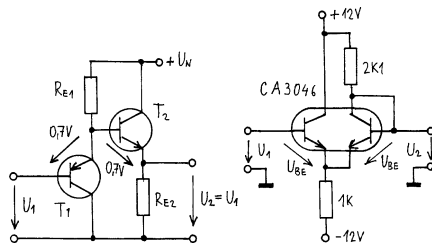
Obr. 29. Osvětlení modelové železnice

toho, že velmi úzké impulzy „nerozjedou“ lokomotivu, ale k osvětlení stačí. Další výhodou tohoto druhu napájení je větší energetická účinnost zdroje a klidnější chod při menších rychlostech modelu.

[Matuška, A.: AR B 79/4, s. 146]

Emitorové sledovače s malým ofsetem

U prvního zapojení dosáhneme shody výstupního napětí se vstupním předřazením komplementárního sledovače. Tím se zvětší vstupní napětí na bázi druhého tranzistoru o potřebný úbytek U_{BE} . Druhý obvod je určen pro symetrické napájení. Symetrický zdroj umožňuje zesilovat i malá napětí. Zapojení připomíná rozdílový zesilovač, ale druhý tranzistor je zapojen jako dioda. Použijí-li se tranzistory v jednom pouzdře, bude mít obvod i velmi



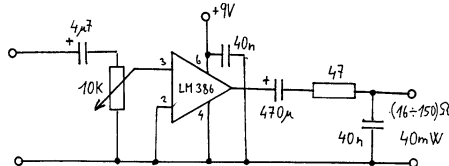
Obr. 30. Emitorové sledovače s malým ofsetem

dobrou teplotní stabilitu. Součástky jsou navrženy pro malý signál bez stejnosměrné složky.

[12] s. 27, [Thompson, M.: ED 94/6, s. 112]

Zesilovač pro sluchátka

Vstupním děličem se nastavuje vstupní úroveň napětí zesilovače a tedy i



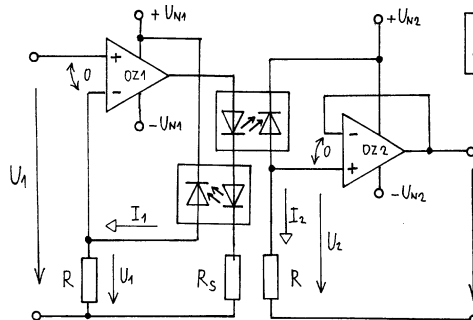
Obr. 31. Zesilovač pro sluchátka

hlasitost. Elektrolytické kondenzátory jsou vazební, keramické kondenzátory brání případnému rozkmitání zesilovače a ochranný rezistor brání přetížení sluchátek.

[EN 95/6, s. 8]

Zesilovač s optickým oddělením obvodů

U zapojení se předpokládá kladné vstupní napětí. Pro přenos signálů obou polarit by bylo zapotřebí zapojení analogicky rozšířit antiparalelně zapojení optrony. Obdobně jako u lineárního usměrňovače je k linearizaci převodní charakteristiky využita záporná zpětná vazba. Výstupní napětí OZ1 bude právě tak velké, aby platilo: $I_1 = U_1/R$. Jsou-li převodní charakteristiky optronů shodné, bude stejně velký i proud I_2 . Stejně velký proud na stejném velkém R vyvolá stejný úbytek napětí. OZ2 je zapojen jako sledovač a proto bude i výstupní napětí stejně velké. Každý ze zesilovačů má své vlastní napájecí obvody a proto bude galvanické oddělení obou obvodů dokonalé. Pro snadnější realizaci je možné použít speciální optron IL300. Katalog GM nabízí i speciální oddělovací zesilovač HCPL-7800 firmy HEWLETT PACKARD. Signál se nejdříve převede pomocí modulace sigma-delta na číslicový signál, ten se přenesení přes optické prostředí a na výstupu se opět de-

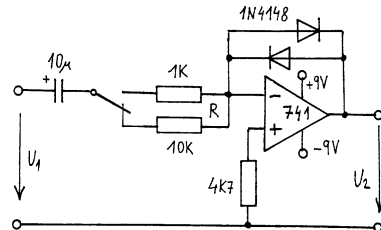


moduluje na původní analogový signál. Zesilovač má velmi dobré vlastnosti a zajímavé je to, že má i symetrický výstup.

[ST 91/6, s. 235; pův. pramen: ED 91/1]

Logaritmický zesilovač

Jedná se o klasické zapojení logaritmického zesilovače. Aby bylo možné zpracovat signál obou polarit, jsou zapojeny dvě diody antiparalelně. Údaje v tabulce byly změřeny přístrojem, udávajícím skutečnou efektivní hodnotu nezávisle na tvaru signálu (TRMS). Zesilovač je vhodný např. pro indikátor vyváženosti můstku.



TAB. PŘEVODNÍ CHAR.

U_1 [V]	U_2 [V]	A_v [dB]	U_1 [V]	A_v [dB]
10^{-3}	0,14	110	0,024	21
10^{-2}	0,33	33	0,17	17
0,1	0,45	45	0,36	36
1,0	0,56	0,6	0,47	0,47
10	0,60	0,06	0,56	0,06
POZN. $R = 1k\Omega$ $R = 10k\Omega$				

Obr. 33. Logaritmický zesilovač

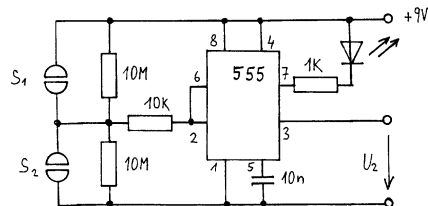
Vyznačuje se totiž maximální citlivostí pro malá napětí v okolí nuly a i při velkém rozvážení můstku nepůjde ručka „za roh“.

V ST 92/2 byl popsán netradiční logaritmický zesilovač, využívající logaritmické závislosti přechodných dějů u kondenzátoru.

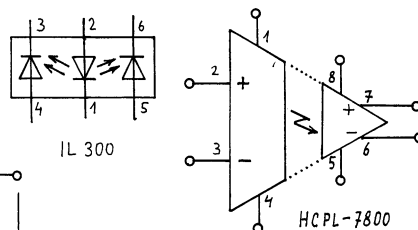
[Marston, R.: EN 95/3, s. 90]

Senzorový přepínač s časovačem

Zapojení se chová jako bistabilní klopný obvod. Dotečením na senzorové tlačítko se změní dělicí poměr děliče, protože k velkému odporu se paralelně přičte poměrně malý odpor prstu. Vzhledem k tomu, že v klidu je na vstupu kompara-

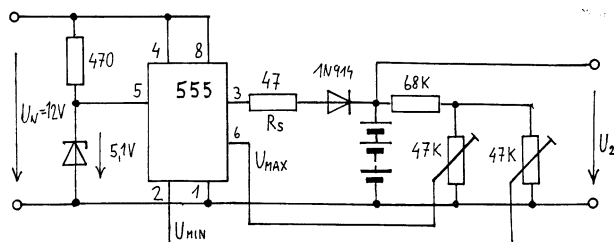


Obr. 34. Senzorový přepínač s časovačem 555



Obr. 32. Zesilovač s optickým oddělením obvodů

Obr. 35. Zálohování akumulátorů NiCd



torů polovina napájecího napětí, může k dalšímu překlopení dojít teprve po dotyku druhého tlačítka. Stav obvodu je indikován opticky a výstup 3 je k dispozici pro další použití.

[Poucha, P.: AR B 81/6, s. 260]

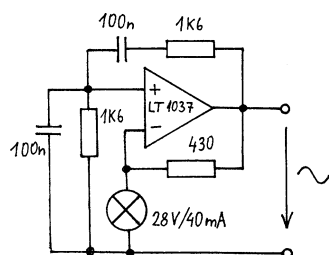
Zálohování akumulátorů NiCd

Princip zapojení je obdobný. Trimry se nastaví rozhodovací úrovně, při kterých mají komparátory spínat. Orientačně platí, že nabíjení by mělo začít při poklesu napětí na 1,3 V na článek a ukončit by se mělo při napětí 1,4 V na článek. Obvod se chová jako Schmittův klopný obvod (komparátor s hysterezí).

[ST 88/4, s. 160]

Oscilátor s malým zkreslením

Jedná se o klasické základní zapojení Wienova oscilátoru. Vzhledem ke špičkovému vlastnostem použitého zesilovače je harmonické zkreslení menší než 0,0025 %. Vlastní šum zesilovače při výstupním napětí $U_2 = 6 \text{ V}$ je menší než 5 mV. V původním zapojení byla použita pilotní žárovka No327. Pravděpodobně půjde nahradit libovolnou obdobnou žárovkou, nebo i sériovým spojením žárovek. Bylo by vhodné proměřit voltampérovou charakteristiku náhradní žárovky a zvolit zpětnovazební odpor tak, aby pracovní bod ležel přibližně uprostřed kolena charakteristiky. Žárovka by neměla svítit a



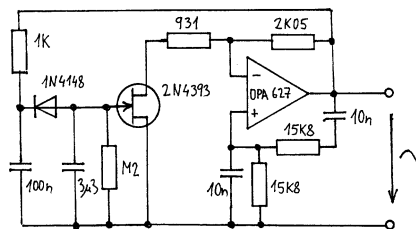
Obr. 36. Oscilátor se zanedbatelným zkreslením

vlákno nesmí být ani studené. Když žárovka svítí, je změna odporu malá a když není vlákno dostatečně teplé, závisí vlastnosti zapojení na okolní teplotě. Přenos zpětné vazby má být přibližně 1/3.

[Lancaster, D.: EN 94/2, s. 84]

Wienův oscilátor

Opět se jedná o generátor signálu sinusového průběhu s kmitočtem 1 kHz ($f_{\text{rez}} = 1/(2\pi RC)$). Místo žárovky je jako nelineární součástka použit unipolární tranzistor. Vzhledem k tomu, že výstupní napětí je střídavé, musí se pro řízení FET

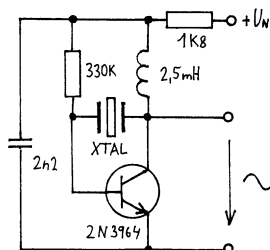


Obr. 37. Wienův oscilátor

usměrnit a vyfiltrovat. Zkreslení signálu má být menší než 0,1 %.

[Kushnick: ED 94/18, s. 94]

Oscilátor, řízený krystalem



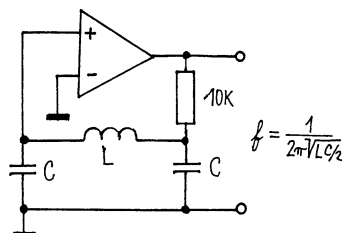
Obr. 38. Oscilátor řízený krystalem

Zapojení se nazývá Piercovo. Kmitočet generátoru je určen kmitočtem krystalu v paralelním módu.

[Marston, R.: EN 94/2, s. 75]

Multivibrátor LC

Autor vyzkoušel OZ 741 se součástkami: $L = 33 \text{ mH}$; $C = 40 \text{ nF}$ a LM6361 se součástkami: $L = 470 \mu\text{H}$; $C = 40 \text{ pF}$. Kladná zpětná vazba je kmitočtově závislá a v principu se jedná o rezonanční obvod. Kmitočet je určen Thompsonovým vztahem. Ve vzorci se počítá pouze s polovinou kapacity, protože kondenzátory jsou zapojeny do série. Protože velikost



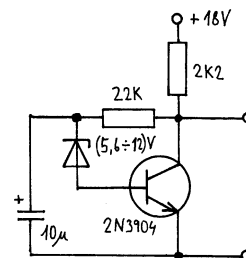
Obr. 39. Multivibrátor LC

zesílení není omezena zápornou zpětnou vazbou, je výstup přebuzený a napětí má pravoúhlý tvar s rozkmitem, který je roven přibližně dvojnásobku napájecího napětí.

[Havlik: ST 93/9, s. 373]

Generátor bílého šumu

Název bílý šum vznikl na základě analogie s bílým světlem. Rozumí se jím signál, v němž jsou rovnoměrně zastoupeny všechny vlnové délky neboli celé spektrum



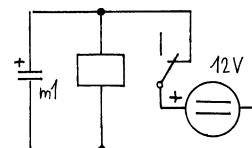
Obr. 40. Generátor bílého šumu

rum kmitočtů. Takový signál představuje směs signálů všech možných kmitočtů, jejichž amplituda je přibližně konstantní nezávisle na kmitočtu. Signál je vhodný k rychlému proměřování vlastností přenosových soustav, protože na výstupu soustavy budou některé složky chybět nebo budou potlačeny. Opět je tu podobnost s průchodem světla přes barevný filtr. K vlastní realizaci se využívá šum, který vzniká v okamžiku otevírání Zenerovy diody. Volba Zenerovy diody není kritická. Důležité je však nastavit proud diodou tak, aby se právě otevírala. V případě potřeby je možné upravit odpor předřadného rezistoru paralelního stabilizátoru podle tvaru signálu na osciloskopu.

[Marston, R.: EN 94/2, s. 74]

Astabilní klopný obvod s relé

Obvod představuje princip Wagnerova kladívka. Relé je elektromagnet přitahující pomocí kotvy kontakty. U tohoto zapojení se po přitážení kontaktu přeruší obvod elektromagnetu a kotva opět odpadne. Na kmitočet mají vliv setrvačné hmoty relé a přechodné děje v cívk elektromagnetu. Protože v přitáženém stavu

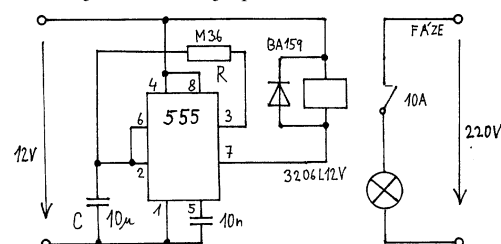


Obr. 41. AKO s relé

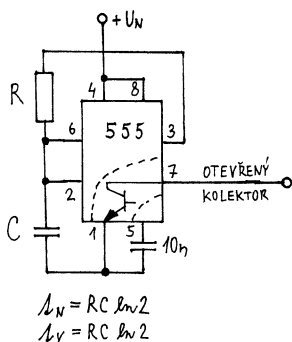
zůstává relé krátce, prodlužuje se tato doba pomocí kondenzátoru. Kotva odpadne, když bude vybíjecí proud kondenzátoru menší než přídržný proud relé. Přesný matematický popis přechodného děje v obvodu RLC spolu s vlivem setrvačných hmot je velmi složitý. Pro přibližný odhad vystačíme s rovnicemi pro přechodné děje v obvodech RL a RC. Další (nezakreslené) kontakty relé lze použít k ovládání výkonových spotřebičů.

Blikač s velkým výkonem

Je použito méně známé zapojení AKO s časovačem 555 s otevřeným kolektorem. Zátěž vnitřního spínacího tranzistoru tvoří relé, jehož vinutí je přemostěno ochrannou

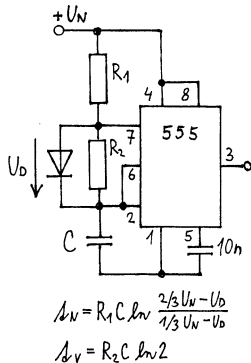


Obr. 42. Blikač s velkým výkonem



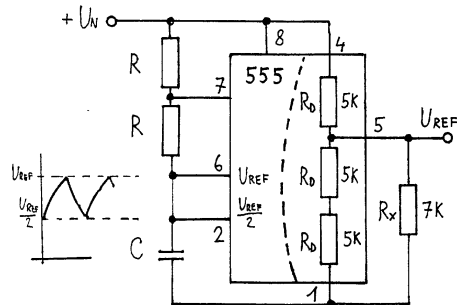
$$\Delta_N = RC \ln 2$$

$$\Delta_V = RC \ln 2$$



$$\Delta_N = R_1 C \ln \frac{2/3 U_N - U_D}{1/3 U_N - U_D}$$

$$\Delta_V = R_2 C \ln 2$$



$$\Delta_V = R_2 C \ln 2$$

$$\Delta_V = 2RC \ln \frac{U_N - U_{REF}/2}{U_N - U_{REF}}$$

$$\Delta_V = RC \ln 2$$

PRO STŘÍDU 1:1 ($\Delta_N = \Delta_V$):

$$U_{REF} = U_N \frac{1 - \sqrt{2}}{0,5 - \sqrt{2}} (\approx 0,45 U_N)$$

$$R_x = \sqrt{2} \cdot R_D \quad (7 k\Omega)$$

nou diodou. Výkonové kontakty relé mohou spínat bezpečně i síťové napětí, protože jsou od vstupního obvodu galvanicky odděleny. Kmitočet AKO je přibližně 0,2 Hz.

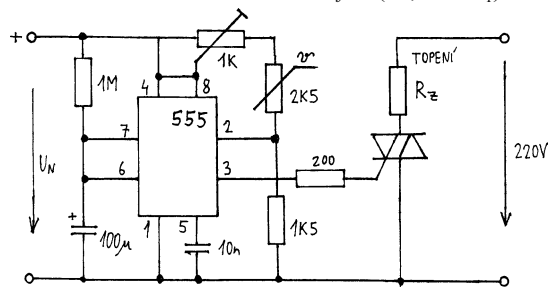
Multivibrátory se střídou 1:1

U prvního zapojení se používá k nabíjení a vybíjení výstupní napětí časovače, podobně jako tomu bylo u multivibrátoru s operačním zesilovačem. Protože nabíjení a vybíjení probíhá přes stejný rezistor, bude doba nabíjení a vybíjení stejná. Při vybíjení se napětí na kondenzátoru zmenší na polovinu původní velikosti (ze $2U_N/3$ na $U_N/3$) a proto je $t_n = RC \ln 2$ a $f = 0,72/(RC)$. Pokud potřebujeme klasický výstup AKO a nevyhovuje nám otevřený kolektor, musíme výstup 7 připojit přes rezistor s odporem asi 1 kΩ na napájecí napětí. U druhého zapojení se pomocí diodové vyhýbky zkratuje při nabíjení rezistor R_2 . Při odvozování vztahu pro nabíjení je nutné uvažovat, že nabíjecí napětí je $U_{max} = U_N - U_D$. Rozhodovací úroveň se však nezmění. S úbytkem napětí na diodě je nutné počítat zvlášť při menších napájecích napětích. Vztah pro vybíjení se nezměnil, protože kondenzátor se opět vybíjí na polovinu původního napětí. Vhodné je zařadit antiparalelně diodu do série s rezistorem R_2 , aby se se změnou napájecího napětí neměnila střída signálu. Pro návrh AKO se střídou 50 % vyřešíme rovnici $t_n = t_v$.

Nejlépejší vlastnosti má poměrně málo známé poslední zapojení. Střída 1:1 se dosahuje změnou referenčního napětí komparátorů. Známým způsobem se odvodí vztah pro nabíjení kondenzátoru z $U_{REF}/2$ na U_{REF} . Opět se vyřeší rovnice: $t_n = t_v$. Pro jednoduchost se volí $R_1 = R_2$. Po požadované velikosti $U_{REF} = 0,453 U_N$ se musí navrhnout odpor rezistoru, který se připojuje paralelně ke spodním odporům vnitřního děliče časovače. Po poměrně pracné úpravě dostaneme jednoduchý vztah: $R_x = \sqrt{2} R_D$. U bipolárního časovače je zapotřebí odpor 7 kΩ a u unipolárního

Obr. 43. Multivibrátory se střídou 1:1

nabíjení kondenzátoru na $U_N/3$ platí: $t_n = (U_N C)/(3I)$. Pokud se obvod navrhne tak, aby platilo: $t_n \gg t_v$, dostaneme pro kmitočet: $f = [3/(U_N R_1 C)] \cdot [(U_N - U_{BE}) - U_1]$. Pro naše součástky a napájecí napětí 10 V dostaneme rovnici: $f = (18,7 - 2U_1) \cdot 10^3$.



Obr. 45. Regulátor teploty s 555

Kmitočet lze ovládat i přímo změnou řídicího napětí U_{REF} , ale pak je závislost nelineární: $T = \{(R_1 + R_2) \ln[(U_N - U_{REF}/2)/(U_N - U_{REF})] + R_2 \ln 2\}$. [Kajnar, V.: AR A 92/12, s. 589]

Regulátor teploty s 555

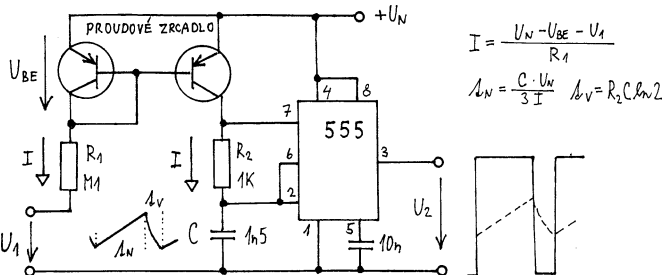
Časovač je zapojen jako MKO s délkou impulsu 110 s. Výstupní napětí otevírá tyristor. Pokud teplota nadměrně vzroste, zmenší se odpor termistoru a napětí na vývodu 2 se nezmenší pod $U_N/3$. Monostabilní obvod se proto nemůže znovu spustit a tyristor se neotevře. K dalšímu spuštění dojde až po poklesu teploty na požadovanou velikost. Pro správnou funkci zapojení je vhodné, aby teplotní časová konstanta vytápěného prostoru byla delší než je doba impulsu MKO. Pro galvanické oddělení zařízení od síťového napětí by bylo vhodnější použít optotriak.

[ST 90/8, s. 300]

Převodník teplota - kmitočet

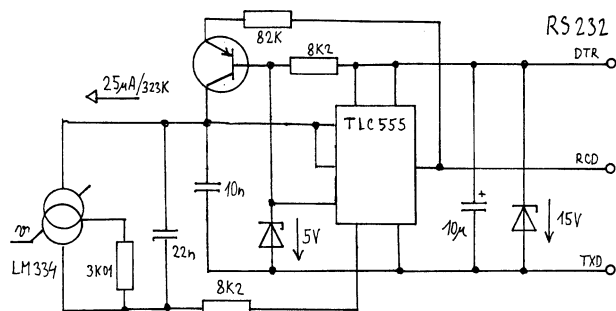
Zapojení je uvedeno pro ilustraci připojení převodníku k počítači. Převodní

Obr. 44. Rozmítaný generátor s 555

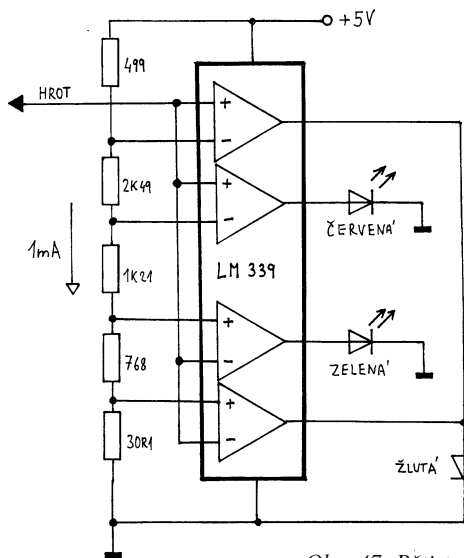


v jednom pouzdře, aby byla zajištěna shodná teplota obou tranzistorů. Pro proud prvním tranzistorem platí jednoduchá rovnice: $I = (U_N - U_{BE} - U_1)/R_1$. Protože oba proudy jsou shodné, můžeme jednoduše změnou U_1 regulovat nabíjecí proud a tedy i kmitočet generátoru. Pro lineární

konstanta je 3,1 Hz/°C. Zapojení je zbytečně složité. Úplně by stačilo použít základní zapojení AKO a rezistor R_1 nahradit např. lineárním termistorem KTY 10. Doba nabíjení pak bude přímo úměrná teplotě. Doba vybíjení se nemění a proto se s rostoucí teplotou zvětšuje i střední



Obr. 46. Převodník teplota - kmitočet



Obr. 47. Pětistavová logická sonda

hodnota výstupního napětí. Průměrnou hodnotu můžeme určit pomocí integrátoru. Zvolíme-li nižší kmitočet, může roli integrátoru převzít i analogový měřicí přístroj. Zprůměrování je zajištěno mechanickou setrvačností měřicího ústrojí.

Obdobně lze řešit měření osvětlení fotorezistorem, nebo i orientační měření odporů a kapacit. Pokud by se kmitočet nebo střední hodnota vyhodnocovaly počítačem, je možné i programově korigovat případné nelinearity převodníků.

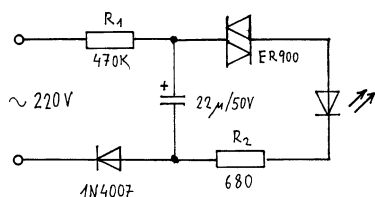
[Wodward, S.: ED 94/10, s. 118]

Pětistavová logická sonda

Dělič, sestavený z rezistorů přesných odporů z řady E96, má celkový odpor 5 kΩ. Proto jím protéká proud 1 mA, který na rezistorech děliče vytvoří referenční úroveň napětí. Vstupní napětí se přivádí paralelně na všechny komparátory a podle jeho velikosti rozsvítí komparátory odpovídající diody (obr. 47).

Kontrolka síťového napětí

Jedná se o variantu nejjednoduššího generátoru s diakem. Jednocestně usměrněné síťové napětí postupně nabíjí kon-



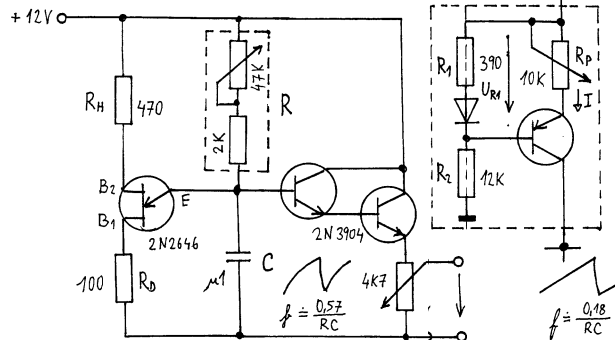
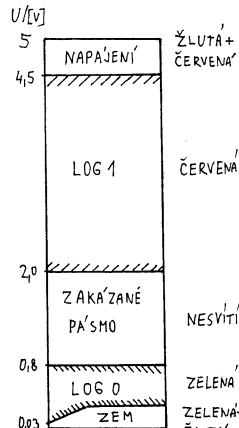
Obr. 48. Kontrolka síťového napětí

denzátor. Jakmile napětí na kondenzátoru dosáhne průrazného napětí diaku (asi 30 V), kondenzátor se vybije přes LED, která krátce blikne.

[KTE 93/4, s. 132]

Plápolající světýlka

Princip je obdobný, jenom místo diaku se využívá lavinový průraz tranzistoru. Je možné, že bude nutné vhodné tranzistory vybírat. Zajímavé je, že stejným způsobem jsou „uvnitř“ řešeny i blikající luminiscenční diody (BLINK LED).



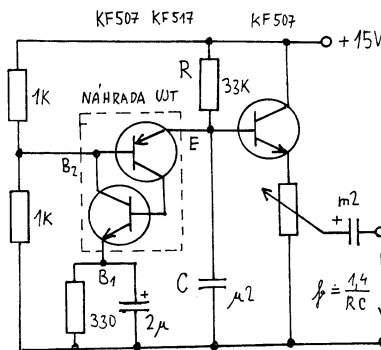
Obr. 51. Relaxační generátor s UJT

$t_n = RC \ln[(R_h + R_d)/R_d]$. Po vyčíslení pro naše součástky bude: $f = 0,57/(RC)$. Nabíjecí odpor lze nahradit zdrojem proudu. U tohoto zapojení se předpokládá, že napájecí napětí je stabilizované. Úbytek na diodě je přibližně shodný s napětím U_{BE} , takže platí: $U_1 = (U_N R_1)/(R_1 + R_2)$ a proud tranzistorem je $I = U_1/R_p$. Pro lineární nabíjení kondenzátoru platí vztah: $t_n = (C u_c)/I$. Za napětí u_c lze přibližně považovat napětí středu děliče, tvořeného R_h a R_d . Po dosazení ($U_1 = 0,378$ V a $u_c = 2,1$ V) dostaneme přibližný vztah: $f = 0,18/(RC)$. Napětí na kondenzátoru je odděleno od výstupu emitorovým sledovačem z Darlingtonovy dvojice tranzistorů.

[Marston, R.: EN 94/2, s. 74]

Jednoduchý relaxační generátor

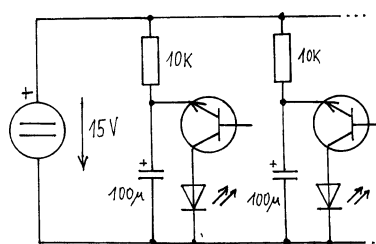
Diodu UJT lze nahradit uvedeným zapojením tranzistorů. Jakmile bude napětí na kondenzátoru větší než napětí středu děliče, otevře se tranzistor p-n-p. Ten otevře tranzistor n-p-n a ten drží v otevřeném stavu tranzistor p-n-p, i když se napětí na vývodu E zmenšuje. Kondenzátor se proto rychle vybije. Člen RC v emitoru tranzistoru n-p-n prodlužuje vybíjecí dobu a z hlediska principu zapojení je zbytečný.



Obr. 52. Jednoduchý relaxační generátor a náhrada tranzistoru UJT (dvoubázové diody)

Rezistor v emitoru můžeme využít, potřebujeme-li úzké impulsy (vybíjecí derivační špičky). Protože se napětí na kondenzátoru zvětšuje přibližně z nuly na polovinu napájecího napětí (dělič 1 kΩ/1 kΩ), můžeme pro dobu nabíjení použít vztah: $t_n = RC \ln 2$. Obdobně lze tranzistory nahradit i tyristory a to strukturu n-p-n-p, ale i p-n-p-n. V našem zapojení by B_2 představovala řídicí elektrodu G méně používaného druhu tyristoru.

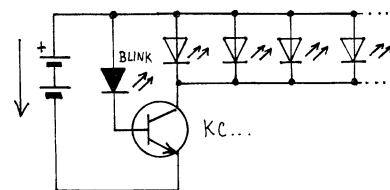
[Michálek, F.: AR B 77/4, s. 153]



Obr. 49. Plápolající světýlka
[Hlaváček, J.: AR A 94/12, s. 21]

Blikač s velkou účinností

Blikající LED nesvítí, pouze přerušuje proud do báze tranzistoru. Tranzistor spíná „vysoc“ svítivé LED. V dnešní době lze zakoupit i LED se svítivostí 3 cd. Vtip celého zapojení spočívá v tom, že se v něm nevyskytují rezistory a proto se vět-



Obr. 50. Blikač s velkou účinností

šina energie mění ve světlo. Tranzistor pracuje ve spínacím režimu a proto rovněž nehřeje. Tranzistor by měl mít malé zesílení, protože jinak diody zcela nezhasnou. Je možné vyzkoušet i inverzní zapojení tranzistoru, které má zpravidla menší zesílení. Zapojení jsem úspěšně vyzkoušel se dvěma tužkovými primárními články.

Relaxační generátor s UJT

Dvoubázová dioda (Uniunction Transistor) UJT umožňuje snadno realizovat jednoduché generátory. Princip je opět stejný. Kondenzátor se přes rezistor exponenciálně nabíjí a jakmile napětí na něm dosáhne velikosti shodné s velikostí napětí středu děliče v uzlu tvořeném oběma bázemi, dioda se vratně prorazí a kondenzátor se rychle vybije. Zanedbáme-li dobu vybíjení a budeme-li předpokládat vybití až k nule, můžeme periodu ztotožnit s dobou nabíjení kondenzátoru. Známým způsobem můžeme odvodit: